

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 08-274734

(43)Date of publication of application : 18.10.1996

(51)Int.Cl.

H04J 1/00

H04B 1/04

H04J 1/02

H04L 27/12

(21)Application number : 07-316856

(71)Applicant : N T T IDO TSUSHINMO KK

(22)Date of filing : 05.12.1995

(72)Inventor : NARAHASHI SHOICHI

KUMAGAI KEN

NOJIMA TOSHIO

TARUSAWA YOSHIKI

(30)Priority

Priority number : 06300785
07 13621Priority date : 05.12.1994
31.01.1995

Priority country : JP

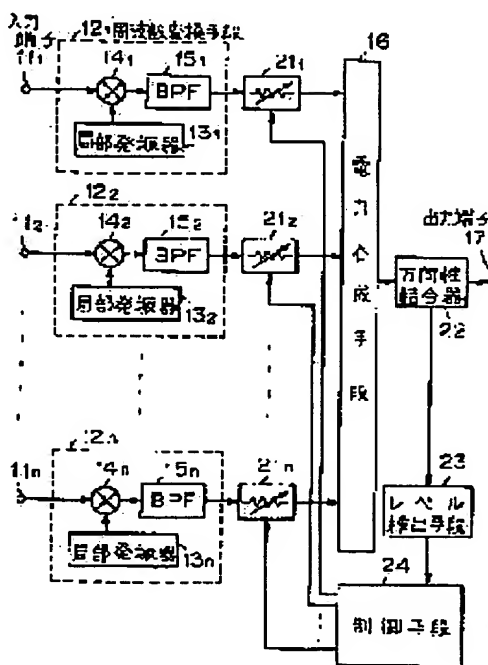
JP

(54) DEVICE AND METHOD FOR MULTIPLEXING SIGNAL

(57)Abstract:

PURPOSE: To suppress the peak of the envelope electric power of a multi-carrier signal.

CONSTITUTION: Input modulated signals from terminals 111-11n are converted in frequency by frequency converting means 121-12n into signals of mutually different frequency bands and whose converted outputs are supplied to a power composing means 16 through variable attenuators 211-21n, and multiplexed and outputted. Part of the multiplexed output is branched, a level detecting means 23 detects the envelope power level, and a control means 24 inputs the detected level L and attenuates the mean electric power of modulated signal power below a multiple k/n for a time of approximately $1/2 F_0(\text{sec.})$ (F_0 : band width frequency of multiplexed signal) through attenuators when L is larger than a level L_s (k : approximately 4-5) (k) times the mean power of the multiplex signal among the attenuators 211-21n.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than

BEST AVAILABLE COPY

[the examiner's decision of rejection or
application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision
of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's
decision of rejection]

[Date of extinction of right]

Copyright (C); 1998,2000 Japan Patent Office

(19)日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開平8-274734

(43)公開日 平成8年(1996)10月18日

(51)Int.Cl. ⁶	識別記号	庁内整理番号	F I	技術表示箇所
H 0 4 J 1/00			H 0 4 J 1/00	
H 0 4 B 1/04			H 0 4 B 1/04	N
H 0 4 J 1/02			H 0 4 J 1/02	
H 0 4 L 27/12			H 0 4 L 27/12	Z

審査請求 未請求 請求項の数20 O L (全 25 頁)

(21)出願番号 特願平7-316856

(22)出願日 平成7年(1995)12月5日

(31)優先権主張番号 特願平6-300785

(32)優先日 平6(1994)12月5日

(33)優先権主張国 日本(J P)

(31)優先権主張番号 特願平7-13621

(32)優先日 平7(1995)1月31日

(33)優先権主張国 日本(J P)

(71)出願人 392026693

エヌ・ティ・ティ移動通信網株式会社
東京都港区虎ノ門二丁目10番1号

(72)発明者 橘橋 祥一

東京都港区虎ノ門二丁目10番1号 エヌ・
ティ・ティ移動通信網株式会社内

(72)発明者 熊谷 謙

東京都港区虎ノ門二丁目10番1号 エヌ・
ティ・ティ移動通信網株式会社内

(72)発明者 野島 俊雄

東京都港区虎ノ門二丁目10番1号 エヌ・
ティ・ティ移動通信網株式会社内

(74)代理人 弁理士 草野 卓 (外1名)

最終頁に続く

(54)【発明の名称】 信号多重化装置及び方法

(57)【要約】

【課題】 マルチキャリア信号の包絡線電力のピークを抑える。

【解決手段】 端子 $11_1 \sim 11_n$ よりの入力変調信号は周波数変換手段 $12_1 \sim 12_n$ で互いに異なる周波数帯の信号に周波数変換され、これら変換出力は可変減衰器 $21_1 \sim 21_n$ をそれぞれ通じて電力合成手段16へ供給され、信号多重化されて出力される。その多重化出力は一部が分岐され、レベル検出手段23で包絡線電力レベルが検出され、制御手段24はその検出レベル L を入力して、 L が多重化信号の平均電力の k 倍のレベル L_s (k は4~5程度)を超えると減衰器 $21_1 \sim 21_n$ に対し、 $1/\Delta F_0$ (秒)程度 (ΔF_0 は多重化信号の帯域幅周波数)の時間、変調信号電力の平均電力を k/n 倍以下に減衰する。

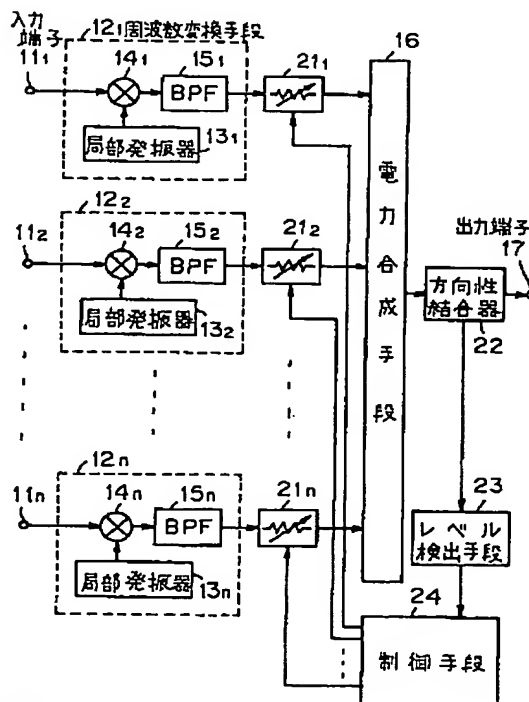


図 5

【特許請求の範囲】

【請求項 1】 n 個 (n は 2 以上の整数) の入力系統からの互いに異なる周波数帯の変調された信号 (以下変調信号と記す) を電力合成手段で合成して多重化信号として出力端子へ出力する信号多重化装置において、上記入力系統中の m' 個 ($m' \leq n$) について上記電力合成手段の入力端とそれぞれ直列に挿入された m' 個の可変減衰手段と、上記多重化信号の包絡線電力レベルを検出する包絡線電力レベル検出手段と、上記検出した包絡線電力レベルが所定レベルを超えると所定時間、上記可変減衰手段の m 個 ($m \leq m'$) に対し、所定の減衰量を設定する制御手段と、を具備することを特徴とする信号多重化装置。

【請求項 2】 請求項 1 記載の信号多重化装置において、上記各減衰手段に設定する所定の減衰量は同一であることを特徴とする。

【請求項 3】 請求項 2 記載の信号多重化装置において、上記 m は n であり、上記所定レベルは上記多重化信号の平均電力の k 倍 (k は 1~10 程度) であり、上記所定の減衰量は $10 \log(k/n)$ [dB] 以上であることを特徴とする。

【請求項 4】 請求項 1 記載の信号多重化装置において、上記所定レベルは上記多重化信号の平均電力の k 倍 (k は 1~10 程度) であり $m < n$ であり、 $n-m$ は $\sqrt{k n}$ を超えない最大の整数以下とされ、上記所定の減衰量を設定しない ($n-m$) 個の上記可変減衰手段の減衰量はゼロとされ、上記 ($n-m$) 個以外の m 個の上記所定の減衰量は無限大とされていることを特徴とする。

【請求項 5】 請求項 1 記載の信号多重化装置において、 $m < n$ であり、上記所定の減衰量を設定する可変減衰手段と、上記所定の減衰量が設定されない可変減衰手段とを、上記減衰量の設定を 1 乃至複数回行うごとに変更する変更手段を有することを特徴とする。

【請求項 6】 請求項 5 記載の信号多重化装置において、上記変更手段は上記 m 個の可変減衰手段を上記 n 個の可変減衰手段からランダムに選択する手段であることを特徴とする。

【請求項 7】 請求項 5 記載の信号多重化装置において、上記所定レベルは上記多重化信号の平均電力の k 倍 (k は 1~10 程度) であり、 $n-m$ は $\sqrt{k n}$ を超えない最大の整数以下とされ、上記所定の減衰量を設定しない ($n-m$) 個の上記可変減衰手段の減衰量はゼロとされ、上記 ($n-m$) 個以外の m 個の上記所定の減衰量は

無限大とされていることを特徴とする。

【請求項 8】 請求項 1 記載の信号多重化装置において、上記所定の減衰量は可変減衰手段によって異なるものがあることを特徴とする。

【請求項 9】 請求項 1 記載の信号多重化装置において、上記所定レベルは上記多重化信号の平均電力の k 倍 (k は 1~10 程度) であることを特徴とする。

【請求項 10】 n 個 (n は 2 以上の整数) の入力系統からの互いに異なる周波数帯の変調信号を電力合成手段により合成して多重化信号として出力端子に出力する信号多重化装置において、上記電力合成手段と上記出力端子との間に直列に挿入された可変減衰手段と、上記多重化信号の包絡線電力レベルを検出する包絡線電力レベル検出手段と、上記検出された包絡線電力レベルが所定レベルを超えると所定時間、上記可変減衰手段に対し、所定の減衰量を設定する制御手段と、を具備することを特徴とする信号多重化装置。

【請求項 11】 請求項 10 記載の信号多重化装置において、上記所定レベルは上記多重化信号の平均電力の k 倍 (k は 1~10 程度) であることを特徴とする。

【請求項 12】 請求項 1 乃至 11 の何れかに記載の信号多重化装置において、上記所定時間は、 $T_p = 1/\Delta F_0$ (秒) 程度である (ΔF_0 [Hz] は上記多重化信号の帯域幅である) ことを特徴とする。

【請求項 13】 請求項 1 乃至 11 の何れかに記載の信号多重化装置において、上記制御手段は上記検出された包絡線電力レベルが所定レベルを超えることが連続して所定回数以上となる上記減衰量の設定を行う手段であることを特徴とする。

【請求項 14】 請求項 13 記載の信号多重化装置において、上記所定時間は $T_p = 1/\Delta F_0$ (秒) 程度である (ΔF_0 [Hz] は上記多重化信号の帯域幅である) ことを特徴とする。

【請求項 15】 請求項 1 乃至 11 の何れかに記載の信号多重化装置において、上記制御手段は上記検出された包絡線電力レベルが所定レベルを超えることが連続して所定時間以上になると、上記減衰量の設定を行う手段であることを特徴とする。

【請求項 16】 請求項 15 記載の信号多重化装置において、上記所定時間は $T_p = 1/\Delta F_0$ (秒) 程度である (ΔF_0 [Hz] は上記多重化信号の帯域幅である) ことを特徴とする。

【請求項17】 請求項1乃至11の何れかに記載の信号多重化装置において、

上記 n 入力系統の変調された信号は共通の基準周波数発振手段と n 個の m 値 (m は2以上の整数) FSK変調手段とにより生成され、

上記各 m 値FSK変調手段は上記基準周波数発振手段よりの共通の基準周波数信号が与えられ、この基準周波数を基準とした周波数の信号を出力し、かつその入力信号の符号に応じての周波数が偏倚させられ、上記入力系統の変調信号を出力するものであり、

上記各 m 値FSK変調手段が出力する変調信号の位相をそれぞれ変化させる n 個の可変移相手段と、

上記 m 値FSK変調手段が入力信号に応じて出力信号の周波数を切り換えるタイミングと同期して、上記 n 個の入力信号の符号組み合わせに応じて上記電力合成手段の出力多重化信号の包絡線電力尖頭が小さくなるように上記 n 個の可変移相手段の移相量を設定する制御手段とを含む。

【請求項18】 請求項12記載の信号多重化装置において、

上記 n 入力系統の変調された信号は共通の基準周波数発振手段と n 個の m 値 (m は2以上の整数) FSK変調手段とにより生成され、

上記各 m 値FSK変調手段は上記基準周波数発振手段よりの共通の基準周波数信号が与えられ、この基準周波数を基準とした周波数の信号を出力し、かつその入力信号の符号に応じての周波数が偏倚させられ、上記入力系統の変調信号を出力するものであり、

上記各 m 値FSK変調手段が出力する変調信号の位相をそれぞれ変化させる n 個の可変移相手段と、

上記 m 値FSK変調手段が入力信号に応じて出力信号の周波数を切り換えるタイミングと同期して、上記 n 個の入力信号の符号組み合わせに応じて上記電力合成手段の出力多重化信号の包絡線電力尖頭が小さくなるように上記 n 個の可変移相手段の移相量を設定する制御手段とを含む。

【請求項19】 請求項13記載の信号多重化装置において、

上記 n 入力系統の変調された信号は共通の基準周波数発振手段と n 個の m 値 (m は2以上の整数) FSK変調手段とにより生成され、

上記各 m 値FSK変調手段は上記基準周波数発振手段よりの共通の基準周波数信号が与えられ、この基準周波数を基準とした周波数の信号を出力し、かつその入力信号の符号に応じての周波数が偏倚させられ、上記入力系統の変調信号を出力するものであり、

上記各 m 値FSK変調手段が出力する変調信号の位相をそれぞれ変化させる n 個の可変移相手段と、

上記 m 値FSK変調手段が入力信号に応じて出力信号の周波数を切り換えるタイミングと同期して、上記 n 個の

入力信号の符号組み合わせに応じて上記電力合成手段の出力多重化信号の包絡線電力尖頭が小さくなるように上記 n 個の可変移相手段の移相量を設定する制御手段とを含む。

【請求項20】 請求項15記載の信号多重化装置において、

上記 n 入力系統の変調された信号は共通の基準周波数発振手段と n 個の m 値 (m は2以上の整数) FSK変調手段とにより生成され、

上記各 m 値FSK変調手段は上記基準周波数発振手段よりの共通の基準周波数信号が与えられ、この基準周波数を基準とした周波数の信号を出力し、かつその入力信号の符号に応じての周波数が偏倚させられ、上記入力系統の変調信号を出力するものであり、

上記各 m 値FSK変調手段が出力する変調信号の位相をそれぞれ変化させる n 個の可変移相手段と、

上記 m 値FSK変調手段が入力信号に応じて出力信号の周波数を切り換えるタイミングと同期して、上記 n 個の入力信号の符号組み合わせに応じて上記電力合成手段の出力多重化信号の包絡線電力尖頭が小さくなるように上記 n 個の可変移相手段の移相量を設定する制御手段とを含む。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】 この発明は例えば移動通信の基地局や衛星通信などのマルチキャリア送信系、無線呼び出しシステムの送信系に適用され、複数の互いに異なる周波数帯の変調信号（変調された信号のことであって以下単に変調信号と記す）を電力合成して出力する信号多重化装置に関する。

【0002】

【従来の技術】 図1に従来の信号多重化装置を示す。入力端子 $11_1 \sim 11_n$ よりの各入力信号は周波数変換手段 $12_1 \sim 12_n$ でそれぞれ互いに異なる周波数帯の信号に変換される。周波数変換手段 12_i ($i=1, 2, \dots, n$)は例えば入力端子 11_i からのBPSK, QPSK, QAMなどの変調ベースバンド又は各種形式の変調がなされた中間周波数の入力信号が、局部発振器 13_i からの周波数 f_i の局部信号と乗算器 14_i で乗算されて周波数混合され、その混合出力から帯域通過フィルタ 15_i により所望の周波数帯 f_i' の成分がそれぞれ取出され、周波数変換手段 12_i の出力とされる。これら周波数変換手段 $12_1 \sim 12_n$ の各出力信号は電力合成手段16で線形合成され、出力端子17へ出力される。電力合成手段16は n 個の入力系統（チャネル）からの互いに周波数帯域を異にする変調された信号（変調信号）を線形合成するものであって、トランス回路やハイブリッド回路などで構成される。このようにして n チャネルの入力信号は周波数空間上で多重化され、つまり互いに周波数帯域が異なり、かつ通常はキャリア周波数

間隔が等しい、いわゆるマルチキャリア信号として出力端子17に得られる。帯域通過フィルタ $15_1 \sim 15_n$ を省略して電力合成手段16の出力側に帯域通過フィルタを設ける場合もある。

【0003】図2に、従来の m 値FSK信号多重化装置の基本原理 $m=2$ の場合について示す。 $m>2$ の場合、局部発振器の数が m になる以外は $m=2$ の場合と同様である。この従来装置は、 n 個($n \geq 2$)、つまり n チャネル分の m 値FSK変調器 5_i ($i=1, 2, \dots, n$)と、電力合成手段6とからなる。各 m 値FSK変調器 5_i は入力端子 1_i と、互いに異なる周波数で発振する m 個(ここでは $m=2$)の局部発振器 2_i 及び 3_i と、入力端子 1_i の入力信号の符号に従って局部発振器 2_i 及び 3_i のうちいずれかの出力信号を選択、出力する信号切り換え手段 4_i からなる。これら m 値FSK変調器 5_i のそれぞれの出力信号は、互いに周波数帯域を異にし、これら出力信号はトランス回路やハイブリッド回路などで構成される電力合成手段6で線形に電力合成され、出力端子7から周波数空間上で多重化されたFSK信号が出力される。

【0004】局部発振器 2_i 及び 3_i は全て独立に動作するように示してあるが、全ての局部発振器 2_i 及び 3_i の周波数精度を良好にするために、基準周波数発振手段を設け、この出力を局部発振器の数だけ分配し、これに基づいて局部発振器 2_i 及び 3_i が所望の周波数を出力するように構成する場合もある。図3に示すように、 m 値FSK変調器 5_i を入力端子 1_i の信号に応じて出力信号の周波数を変化させることが可能な1つの発振手段(通常PLL周波数シンセサイザを用いる)で構成する場合もある。図3は周波数 f_r の基準周波数発振手段8を設けたことと、 m 値FSK変調器 5_i の構成以外は、図2の基本原理と同様である。図3の m 値FSK変調器(PLL周波数シンセサイザ) 5_i は、低域通過ろ波手段 9_i 、増幅手段 10_i 、電圧制御発振器(VCO) 41_i 、可変分周器 42_i 、位相比較器 43_i で構成される。位相比較器 43_i は基準周波数発振手段8と可変分周器 42_i からの両信号の位相を比較し、位相差に応じた電圧を出力する。この位相差に応じた電圧は低域通過ろ波手段 9_i を通じ更に増幅手段 10_i を通じてVCO 41_i の制御端子へ供給される。VCO 41_i の出力は可変分周器 42_i へ供給される。可変分周器 42_i の分周比($1/N_i$)は入力信号 S_i に応じて設定され、VCO 41_i より入力信号 S_i に応じた発振周波数 $N_i f_i = N_i f_r$ の信号が出力される。

【0005】また以上では、 n 個の各 m 値FSK変調器 5_i はそれぞれ異なる中心周波数(キャリア周波数)で動作することを前提に示してあるが、 n 個の各 m 値FSK変調器 5_i をそれぞれ同一の中心周波数(キャリア周波数)で動作させ、 m 値FSK変調器 5_i の出力と電力合成手段6との間に、 m 値FSK変調器 5_i の出力信号

を各々所望の周波数帯へ周波数変換する周波数変換手段を挿入する構成とする場合もある。この周波数変換手段は周波数シンセサイザ(あるいは局部発振器)、ミキサ、及び帯域通過ろ波手段で構成される。

【0006】従来の信号多重化装置を実際の通信に利用する場合、図1の出力端子17から得られる多重化された変調信号の包絡線電力に着目すると、各変調信号の位相はある特定の範囲内にさまざまに分布しているため、変調信号の瞬時位相が一致することは容易に発生し、その瞬間変調信号の電圧が同相合成され、その結果、包絡線電力は大幅に増大し、包絡線電力の平均電力レベルを大幅に上回る包絡線電力尖頭値(PEP)を発生しやすくなる。

【0007】各 m 値FSK変調信号を多重化した信号においてもその包絡線電力に着目すると、各 m 値FSK変調器の変調波の周波数と周波数切り換え時の位相との条件によって、各変調波の瞬時位相が一致することが容易に発生し、その瞬間に電圧が同相合成される。その結果、図4Aに示すように、包絡線電力の平均電力 P_a を大幅に上回る包絡線電力尖頭値(PEP)が発生する。発生するPEPは、最大で平均電力 P_a の n 倍(n は多重数)にまで増大する可能性がある。

【0008】何れの場合においても、PEPがこのように包絡線電力の平均電力レベルを大幅に上回るような状態で多重化信号を生成する場合に、従来の信号多重化装置の出力部に増幅器を設け、前記多重化信号をその増幅器によって低歪で増幅しようとする、その増幅器の所要飽和出力を、少なくとも包絡線電力の平均電力レベルよりも多重化における多重数倍だけ大きく設定しなければならなくなるが、このことは増幅器の小形化、省電力化を妨げるといった問題を生ずる。

【0009】この問題を解決するために、日本国公開特開平2-30537号公報には、各チャネルごとに移相器を設け、これら移相器の移相量を適宜設定することにより多重化された信号の包絡線電力尖頭値(PEP)を低減することが示されている。この方法によれば各チャネルが無変調状態になった時は、包絡線電力尖頭値に大きなピークを生じないようにすることができ、また、両側波帯振幅変調のように、搬送波の初期位相が保持される変調形式の場合は有効であるが、位相変調や周波数変調のような変調形式により変調された信号は変調入力により搬送波の位相が変化するため、そのマルチキャリア信号において包絡線電力尖頭値に大きなピークが生じるおそれがある。またこの公報の第7図にマルチキャリア信号中の特定周波数の電力を検出して各チャネルの移相器を制御することが示されている。しかし検出電力に応じて各移相器をどのように制御すればよいかの具体的記載がなく、この点について、この発明と比較することはできない。

【0010】また日本国公開特開平6-204773号

公報(1992年10月20日米国特許出願第963784号)にはマルチキャリア信号の包絡線電力尖頭値(P E P)を監視し、そのP E Pが所定値を越えると各チャンネルの移相器の移相量を調整することによりマルチキャリア信号のP E Pを低減することが示されている。この方法においては先の日本国公開公報と同様に、各チャンネルの移相量をどのように制御してよいかわからないため、各チャンネルごとにその移相器の移相量をわずかに進めることと遅らせることを行い、その時マルチキャリア信号のP E Pが増加するか減少するかを調べ、減少するように制御するため、マルチキャリア信号のP E Pにピークが生じている極めて短時間の間に、各移相器について前述した制御をする必要があり、高速度で多数の処理を必要とし、実用的でない。

【0011】日本国公開特開平6-204959号公報(1992年10月20日米国特許出願第964596号)においてはマルチキャリア信号のP E Pと平均電力との比(P E P/平均電力)を検出し、この比が所定値を超えると、各チャンネルの移相器を制御してP E Pを低減することが示されている。この場合も、同様に高速で多くの処理を必要とし現実的でない。

【0012】更に、Seymour SHLIEN著“Minimization of the Peak Amplitude of a Waveform” Signal Processing 14 (1988) 91~93に等振幅の12キャリア2値FSKマルチキャリア信号において、包絡線電力尖頭値を低減する初期位相条件を最急降下法を用いて探索することが示されている。具体的回路構成が示されていない、どのように実現すればよいか不明である。

【0013】

【発明が解決しようとする課題】この発明の目的は多重化信号(マルチキャリア信号)のP E Pが大幅に増大することを防止する信号多重化装置を提供することにある。この発明の目的は多重化信号のP E Pが大幅に増大することを防止し、しかも信号に対する歪が比較的小さい信号多重化装置を提供することにある。

【0014】この発明の他の目的はm値FSK信号を多重化し、その多重化FSK信号のP E Pが大幅に増大することを防止する信号多重化装置を提供することにある。この発明は、複数の変調信号を多重化する場合であって、多重化する信号数が増加した場合に、多重化信号のP E Pが大幅に増大することを防止する信号多重化装置を提供することを目的とするものである。

【0015】

【課題を解決するための手段】この発明の第1発明によればn個の入力系統よりの変調信号を電力合成手段で多重化する装置において、各電力合成手段の各入力系統に対する入力端のn個中のm'個($m' \leq n$)と直列にそれぞれ可変減衰手段が挿入され、電力合成手段により合成された信号、つまり多重化信号の包絡線電力レベルが包絡線電力レベル検出手段により検出され、制御手段に

より、検出包絡線電力レベルが所定値を超えると、所定時間、n個の可変減衰手段中のm個($m \leq m'$)に所定量の減衰量が設定される。

【0016】この発明の第2発明によれば第1発明で各入力系統ごとに可変減衰手段を設けたがこの代りに、電力合成手段と出力端子との間に可変減衰手段を設け、その他は同一である。制御手段は包絡線電力レベルが所定値を超えることが連続して所定回数以上になると所定時間、所定量の減衰を設定する。あるいは制御手段は包絡線電力レベルが所定値を超えた状態が連続して所定の時間以上になると所定時間、所定量の減衰を設定する。

【0017】この発明の第3発明によれば、n個の変調信号を線形合成して多重化信号を作る方法において、多重化信号の包絡線電力レベルLを検出し、その検出レベルLを所定レベル L_s と比較し、 $L > L_s$ なら、n個の変調信号中のm個($m \leq n$)に対して所定量の減衰を所定時間行う。この発明の第4発明によればn個の変調信号を線形合成して多重化信号を作る方法において、多重化信号の包絡線電力レベルLを検出し、その検出レベルLと所定レベル L_s と比較し、 $L > L_s$ なら多重化信号に対し所定量の減衰を所定時間行う。

【0018】第3、第4発明において、 $L > L_s$ であると、計数値を1加算し、その計数値Mが所定数 M_0 になると所定量の減衰を与えることを実行し、 $M < M_0$ ならレベル検出ステップに戻り、 $L < L_s$ ならMを0としてレベル検出ステップに戻る。第3、第4発明において、 $L > L_s$ であると時間Tの計数を開始し、その計数時間Tが予め決めた時間 T_0 になると所定量の減衰を与えることを実行し、 $T < T_0$ ならレベル検出ステップに戻り、 $L < L_s$ ならTを0としてレベル検出ステップへ戻る。

【0019】この第1、第2発明においては多重化信号の包絡線電力レベルが所定値を超えると、減衰手段を制御したが、この発明の第5、第6発明によれば、多重化信号の平均電力が平均電力検出手段で検出され、検出した平均電力に対する検出した包絡線電力レベルの比が所定値を超えると減衰手段に対する制御がなされる。第1又は第2発明において、入力信号の符号に応じて出力の周波数を偏倚させるn個(nチャンネル分)のm値FSK変調手段(m, nは2以上の整数)に、基準周波数発振手段より共通の基準周波数信号を与え、これらm値FSK変調手段より前記基準周波数信号を基準とした周波数の各出力信号が、前記n個の入力系統よりの変調信号として電力合成手段へ供給され、各m値FSK変調手段が出力する変調信号の位相をそれぞれ変化させる可変移相手段と、m値FSK変調手段が入力信号に応じて出力周波数を切り換えるタイミングと同期して、n個の入力信号の符号組み合わせに応じて、電力合成手段の出力の包絡線電力尖頭値が小さくなるように、前記可変移相手段の移相量を設定する制御手段とが設けられる。

【0020】前記各 m 値FSK変調手段は発振周波数の異なる m 個の発振器と、それら m 個の発振器のうちの1つを入力信号の符号に応じて選択してその発振信号を出力する信号切り換え手段とより構成される。あるいは前記各 m 値FSK変調手段は、PLL周波数シンセサイザで構成される。または各チャンネルの m 値FSK変調手段とその可変移相手段とが、それぞれダイレクトデジタル周波数シンセサイザ(DDS)で構成される。

【0021】各チャンネルの入力信号はそれぞれ分岐手段で対応する m 値FSK変調手段と共通の制御手段とへ分岐され、その分岐手段と m 値FSK変調手段の入力信号の経路に遅延手段がそれぞれ挿入される。 m 値FSK変調手段が m 個の発振器で構成される場合及びPLL周波数シンセサイザで構成される場合は可変移相手段は各 m 値FSK変調手段の出力側に挿入されるが、各 m 値FSK変調手段の基準周波数信号の入力端子と直列にそれぞれ挿入される。入力信号の符号変化による変調信号の周波数変化時の前後で位相が連続するように可変移相手段の制御信号が処理される。

【0022】

【発明の実施の形態】図5にこの請求項1の発明の実施例を示し、図1と対応する部分に同一符号を付けてある。この発明では周波数変換手段121～12 n の各出力経路に可変減衰器211～21 n が設けられ、電力合成手段16の出力側に方向性結合器22が挿入され、方向性結合器22で分岐された合成出力信号、つまり多重化変調信号の包絡線電力レベルを検出するレベル検出手段23が設けられ、レベル検出手段23の検出出力が制御手段24に入力され、制御手段24により可変減衰器211～21 n が制御される。可変減衰器211～21 n は、PINダイオードとバラクタダイオードとを用いて容易に構成でき、市販の製品も使用可能である。レベル検出手段23は、ダイオードとコンデンサを用いて構成することが可能であり、電力合成手段16で合成された出力信号の包絡線電力のレベルを検出する。制御手段24は、基本回路としてのA/D変換器、マイクロプロセッサ、ROM、RAM、D/A変換器等から構成され、レベル検出器23からの入力信号を監視しつつ、可変減衰器211～21 n の設定点を調整する機能を有する。以下、この制御手段24の制御動作を図6Aに流れ図形式で示す。

【0023】まず、レベル検出手段23で多重化された信号の包絡線電力レベル L を検出し(S_1)、そのレベル L がしきい値 L_S を超えるかどうかを判断する(S_2)。 L が L_S を超える場合、可変減衰器211～21 n の各減衰量を0[dB]から d [dB]に設定する(S_3)。この可変減衰器211～21 n の動作時間は、タイミングチャート図6Bに示すように、ある規定時間 ΔT だけであり、このための時間計数(S_4)、 ΔT 経過したかの判断処理(S_5)を行い、 ΔT 後に可変

減衰器211～21 n の減衰量を再び0[dB]に設定して、再び包絡線電力レベル L を検出する段階(S_1)に戻る(S_6)。段階 S_2 で L が L_S を超えない場合は包絡線電力レベル L を検出する段階 S_1 に戻るだけであり、可変減衰器211～21 n の調整は行われない。

【0024】連続波の変調信号が n 波多重化されたCWマルチキャリア信号におけるキャリア周波数の間隔を Δf_0 (Hz)とする時、CWマルチキャリア信号の包絡線電力にピークが発生している時間は $T_p = 1 / ((n - 1) \Delta f_0)$ (秒)で見積ることができる。これはCWマルチキャリア信号の帯域幅の逆数に等しい。従って段階 S_4 、 S_5 による減衰を与える時間 ΔT は T_p とするといふ。

【0025】段階 S_2 におけるしきい値 L_S を、マルチキャリア信号の全平均電力 P_a の k 倍(k は1～10程度)とする場合は各可変減衰器21 i により各キャリア当りの電力を k/n 倍以下になるように調整する。つまり可変減衰器21 i に対し $10 \log(k/n)$ dBの減衰量を与える。出力端子17よりの多重化信号を増幅する増幅器を小形に構成できる点から k は小さい方がよいが、 k が小さいと頻繁に可変減衰器21 i の減衰量を制御して、各変調信号の振幅を抑圧することになり、それだけ信号が歪むことになる。この点からは k はあまり小さくすることは好ましくなく、4～5程度が現実的である。

【0026】図6Aに示した一連の制御を常時、または、間欠的に実行することにより、多重化された信号の包絡線電力レベル L がしきい値 L_S を超える場合に可変減衰器211～21 n により多重化信号の出力レベルが一定時間(ΔT)だけ減衰されるので、多重化信号のPEPが大幅に増大することを防ぐことができる。図に示していないが、出力端子17に接続される電力増幅器の許容平均動作電力の例えば4～5倍程度に、しきい値 L_S を設定し、周波数帯域幅が10MHz程度の多重化信号の包絡線電力レベルが前記許容平均動作電力の4～5倍を超える期間は最大でも0.1 μ s以下であり、このしきい値 L_S を超えている部分の包絡線は楕円弧状のように徐々に立上る。上記多重化信号の場合しきい値 L_S 以上の部分が10ns以上になると信号歪が問題になる。従ってこの例では包絡線電力レベル L の検出を数 n sごとに行い、 L が L_S を超えると $\Delta T = 0.1 \mu$ sの間、 $d = 10$ dBだけ可変減衰器211～21 n に減衰量を設定する。この検出制御を数 n s以下で行うことにより、小形の増幅器を用いても低歪増幅が可能となる。

【0027】図6Aに示した制御方法では、包絡線電力レベル L がしきい値 L_S を超えると直ちに可変減衰器211～21 n が調整されるが、包絡線電力レベル L がしきい値 L_S を連続して超える回数が、あらかじめ定められた回数 M_0 に達する場合に可変減衰器211～21 n を調整するようにしてそれ程影響を与えない程度の瞬時

的レベル超過では可変減衰器 2 1 i が制御されないようにする。この場合の制御手段 2 4 の制御動作を図 7 に流れ図形式で示す。

【0028】まず、包絡線電力レベル L がしきい値 L_S を超える回数を表す変数 M を初期化 ($M=0$) する (S_{11})。つぎに、レベル検出手段 2 3 で多重化された信号の包絡線電力レベル L を検出し (S_1)、そのレベル L がしきい値 L_S を超えるかどうかを判断する (S_2)。 L が L_S を超える場合は、変数 M を 1 だけ増加する (S_{12})。 L が L_S を超えない場合は、 $M=0$ の段階 S_{11} に戻るだけであり、可変減衰器 2 1₁ ~ 2 1_n の調整は行われない。

【0029】つぎに、 M を +1 した場合は M があらかじめ設定された値 M_0 と比較される (S_{13})。 M が M_0 に等しい場合、可変減衰器 2 1₁ ~ 2 1_n の減衰量を 0

[dB] から d [dB] に設定する (S_3)。その可変減衰器 2 1₁ ~ 2 1_n の動作は図 6 A と同様とし、ある規定時間 ΔT だけ減衰量 d を設定した後、 $M=0$ の段階 S_{11} に戻る。

【0030】 M が M_0 と等しくない場合は、包絡線電力レベル L の検出の段階 S_1 に戻るだけであり、可変減衰器 2 1₁ ~ 2 1_n の調整は行われない。以上の一連の制御を常時、または、間欠的に実行することにより、多重化された信号の包絡線電力レベル L がしきい値 L_S を M_0 回連続して超える場合に、可変減衰器 2 1₁ ~ 2 1_n により多重化信号の出力レベルが一定時間 ΔT だけ減衰されるので、多重化信号の PEP が大幅に増大することを防ぐことができる。マルチキャリア信号においては各変調信号の変調には相関がないため、PEP のピークが発生する頻度はさまざまであり、単位時間当たり所定のレベルを超える PEP が何回発生するかを見積もることは極めて困難である。つまり、連続的に何回も所定レベルを超える PEP が発生することもある。したがって、上記例の場合の回数 M_0 としては 2 回以上であるが高々数回程度である。

【0031】図 6 A および図 7 に示した制御方法では、可変減衰器 2 1₁ ~ 2 1_n を調整するための判定条件としてしきい値レベル L_S を超える回数をを用いているが、さらに他の判定条件として L_S を連続して超える時間があらかじめ定められた時間 T_0 と等しいか、それよりも長い場合に、可変減衰器 2 1₁ ~ 2 1_n を調整するようにしたのが請求項 6 の発明であり、この場合の制御手段 2 4 の制御動作を図 8 に流れ図形式で示す。

【0032】レベル検出手段 2 3 で多重化された信号の包絡線電力レベル L を検出し (S_1)、そのレベル L がしきい値 L_S を超えるかどうかを判断する (S_2)。 L が L_S を超える場合、その超えている時間 T を計測し (S_{21})、あらかじめ設定された値 T_0 と比較する (S_{22})。 L が L_S を超えない場合は包絡線電力レベル L の

検出の段階 S_1 に戻るだけであり、可変減衰器 2 1₁ ~ 2 1_n の調整は行わない。

【0033】 T が T_0 と等しいか、それよりも大きい場合は、可変減衰器 2 1₁ ~ 2 1_n に対し、 ΔT だけ減衰量 d を設定して包絡線電力レベル L の検出の段階 S_1 に戻る。つまり図 6 A で示した段階 S_3 以後の処理を行う。段階 S_{22} で T が T_0 よりも小さい場合は包絡線電力レベル L の検出の段階 S_1 に戻るだけであり、可変減衰器 2 1₁ ~ 2 1_n の調整は行わない。

【0034】以上の一連の制御を常時、または、間欠的に実行することにより、多重化された信号の包絡線電力レベル L がしきい値 L_S を連続して超える時間が T_0 と等しいか、それよりも長い場合に、可変減衰器 2 1₁ ~ 2 1_n により多重化信号の出力レベルが一定時間 ΔT だけ減衰されるので、多重化信号の PEP が大幅に増大することを防ぐことができる。前記例の場合、 T_0 は数 10 ns 程度とされる。図 8 の実施例ではしきい値 L_S を超えている時間が極めて短いものは、信号歪にそれ程影響を与えないから、無視するようにすることにより、可変減衰器 2 1₁ ~ 2 1_n に対する制御回数を減少させている。

【0035】図 9 は、この第 2 発明の実施例を示す。この実施例は、図 5 の実施例と比較して、周波数変換手段 1 2₁ ~ 1 2_n の各出力経路に可変減衰器 2 1₁ ~ 2 1_n を設けるのではなく、方向性結合器 2 2 の後に可変減衰器 2 1 を 1 つだけ設けたものである。図 6 A、図 7 または図 8 に示した方法で可変減衰器 2 1₁ ~ 2 1_n を制御したと同様の手法により可変減衰器 2 1 のみを制御して多重化された信号の PEP が大幅に増大するのを防止することができる。

【0036】図 10 に示すように電力合成手段 1 6 と方向性結合器 2 2 との間に可変減衰器 2 1 を 1 つだけ設けてもよい。要は可変減衰器 2 1 を電力合成手段 1 6 と出力端子 1 7 との間に設けてもよい。更にこの実施例は図 5 の実施例と比較して、周波数変換手段 1 2₁ ~ 1 2_n の局部発振器 1 3₁ ~ 1 3_n の代りにシンセサイザ 2 5₁ ~ 2 5_n を用い、各シンセサイザ 2 5₁ ~ 2 5_n を 1 つの基準周波数発振手段 2 6 で駆動するようにしたものである。このような構成をとることにより、各周波数変換手段 1 2₁ ~ 1 2_n におけるキャリア周波数の精度を良好にすることができる。このようにシンセサイザ 2 5₁ ~ 2 5_n を用いることは図 5、図 9 の各実施例にも適用することができる。

【0037】図 11 にこの第 1 発明の実施例を示す。この実施例では図 1 の実施例中の周波数変換手段 1 2₁ ~ 1 2_n の代りに周波数変調手段 3 1₁ ~ 3 1_n が設けられている点が異なっている。周波数変調手段 3 1_i ($i=1, 2, \dots, n$) では VCO (電圧制御発振器) 3 2_i の出力が分周器 3 3_i で周波数分周され、その分周出力は基準発振器 3 4_i の基準信号と位相比較器 3 5_i で

位相比較され、その位相比較出力が低域通過フィルタ 3 6_i を通じて VCO 3 2_i に制御信号として供給され、VCO 3 2_i から、分周器 3 3_i の分周比と基準発振器 3 4_i の基準信号の周波数とで決まる周波数で、かつ基準信号の安定度で安定化された信号（搬送波）が出力され、この搬送波は入力端子 1 1_i からの入力信号により周波数変調されて周波数変調手段 3 1_i の出力となる。分周器 3 3₁ ~ 3 3_n の各分周比、又は／及び基準発振器 3 4₁ ~ 3 4_n の発振周波数が互いに異ならされて、周波数変調手段 3 1₁ ~ 3 1_n からの各周波数変調信号は互いに異なる周波数帯域であり、かつ通常はキャリア周波数の間隔は等間隔とされている。周波数変調手段 3 1₁ ~ 3 1_n と電力合成手段 1 6 との間にそれぞれ可変減衰器 2 1₁ ~ 2 1_n が挿入される。その他の構成及び動作は図 5 の実施例と同様である。

【0038】図 9、図 10 の各周波数変換手段 1 2₁ ~ 1 2_n を図 1 1 中の周波数変調手段 3 1₁ ~ 3 1_n に置き代えてもよい。例えば図 1 2 に示すように、図 9 に示した実施例中の周波数変換手段 1 2₁ ~ 1 2_n を図 1 1 中の周波数変調手段 3 1₁ ~ 3 1_n に置き替えてもよい。この図 1 2 の実施例は図 1 1 中の基準発振器 3 4₁ ~ 3 4_n の代りに共通の基準周波数発振手段 2 6 を用いた場合である。図 1 1 に示した例においても、図 1 2 に示したように基準発振器 3 4₁ ~ 3 4_n の代りに共通の基準周波数発振手段 2 6 を用いてもよい。更に図 1 1、図 1 2 に代表して示した周波数変調手段 3 1₁ ~ 3 1_n を用いる場合における可変減衰器 2 1₁ ~ 2 1_n、2 1 に対する制御は図 6 A、図 7、図 8 に示した各手法の何れかで行われる。

【0039】図 5、図 1 1 に示したように各入力系統ご

$$(n-m)^2 P_0 \leq k n P_0$$

を満す必要があり、この式より

$$m \geq n - \sqrt{(k n)}$$

となり、n 個の変調信号中、m 個以上の変調信号に対して減衰制御を行えばよい。このようにして情報誤りに対する要求が強くないものから順に振幅制御を行う変調信号を m 個以上選択する。

【0041】一方、全キャリアを等しく制限する場合を考える。1 キャリア当たりの電力を制限した結果、その

$$x n^2 P_0 \leq k n P_0$$

となる。よって、

$$x \leq k/n$$

となる。例えば、n=16、k=5 のときを考える。まず振幅を制限する群としない群に分ける場合、(2) 式より n-m ≤ 8 となる。つまり、16 キャリアのうちの 8 キャリアの振幅をまったく制限せず、PEP が所定値を超えた時に残りの 8 キャリアの振幅をすべて 0 とすることにより、マルチキャリア信号が全平均電力の 5 倍を超えることがないように調整することができる。つぎに、全キャリアを等しく制限する場合は、(4) 式より

とに可変減衰器 2 1₁ ~ 2 1_n を設け、その各可変減衰器 2 1₁ ~ 2 1_n の減衰量をすべて等しく設定する場合は、多重化後のマルチキャリアに対し減衰させる場合と信号に与える影響は同一である。図 9、図 1 2 では PEP が所定値を超えた場合に各キャリア（変調）信号をすべて等しく制限（抑圧）するということになるが、これは全キャリアの信号を意図的に歪ませることになり、結果的には各キャリア信号の持つ情報に誤りが生じる場合がある。

【0040】マルチキャリア信号の包絡線電力を低減する場合に、なにもキャリア（変調信号）毎にすべて等しく振幅を制限する必要はない。例えば図 1 3 に示すように多重化される変調信号のうち、即ち周波数変換手段 1 2₁ ~ 1 2_n（又は周波数変調手段 3 1₁ ~ 3 1_n）の出力のうち振幅を制限する群と制限しない群とに分け、振幅を制限する m 個の周波数変換手段 1 2₁ ~ 1 2_m の群に属する信号の振幅を制限するように可変減衰器 2 1₁ ~ 2 1_m を設け、その他の周波数変換手段 1 2_{m+1} ~ 1 2_n の出力側は直接、電力合成手段 1 6 に接続しても、電力合成手段 1 6 よりの包絡線電力を所望のレベルに低減することができる。このためには次のように m を選ぶ。変調信号 1 波あたりの平均電力を P₀ とし、変調信号数（多重化数）を n とし、マルチキャリア信号の全平均電力（P_a = n P₀）の k 倍を超える場合にマルチキャリア信号の包絡線電力を抑圧するものとする。このとき、振幅制限をまったく受けない（n-m）波の変調信号の PEP は最大値は（n-m）² P₀ となる。これが設定電力である k n P₀ 以下にならないといけないので、

$$(1)$$

$$(2)$$

1 キャリア当たりの電力が x P₀（x < 1）になったとする。この場合のマルチキャリア信号の全平均電力は x n P₀ であり、この場合の PEP は最大 x n² P₀ となる。これが設定電力である k n P₀ 以下にならないので、

$$(3)$$

$$(4)$$

x ≤ 5/16 となり、PEP が所定値を超えて振幅を制御した時は各キャリアとも電力を半分以上失うことになるが、この場合、全キャリアの情報が誤るおそれがある。

【0042】以上の説明でも明らかなように、マルチキャリアの包絡線電力を直接低減する場合は、結果的に各キャリアの振幅を等しく制限することと等価であり、全キャリアの情報が誤る可能性があるのに対して、キャリ

ア毎に可変減衰器を設け、振幅制限を行う群だけの変調信号を制限する場合は、振幅制限を行わない変調信号については情報が誤ることを回避できる。

【0043】さらに、図9、図10、図12に示したようにマルチキャリア信号に対し1つの可変減衰器21を設ける場合はマルチキャリア変調信号のPEPは大きい。ため高耐電力形の可変減衰器21が必要であること、また、可変減衰器21に障害が生じた場合、PEPを制限する機能が働かなくなるという問題があるが、キャリア毎に可変減衰器21iを設ける場合は、1キャリア当たりのPEPは小さいため耐電力の低い可変減衰器を適用できること、また、1つの可変減衰器21iに障害が生じた場合でも、マルチキャリア信号のPEPの抑圧が十分でないが可成り行うことができ、前記の群分け制御から理解されるように、障害となった可変減衰器の数に応じて電力制限量 $\times P_0$ の \times を変更し、又は群分け制御を行うが図13中に点線で示すように通常は振幅制御しないチャネル系統にも可変減衰器21_m～21_nを設け、つまり全チャネル系統に可変減衰器21iを設け、その制御するものを選択し、故障に応じて選択する可変減衰器を変更してもよい。このようにして可変減衰器21iの障害の影響を低減することができる。以上のことは、キャリア毎に可変減衰器を設けたことによるのみ生じるものである。

【0044】また全チャネル系統に可変減衰器21iを設けるが、そのうちm個に対してのみ減衰制御を行い、残りのn-m個は減衰量ゼロとする場合は、可変減衰器に対する制御を行うごとに、又は数回制御を行うごとに制御するm個の可変減衰器の群を変更して、全チャネル系統について、振幅制限にもとづく信号歪の発生がなるべく一様になるようにしてもよい。例えば16系統の場合に可変減衰器21₁～21₈の群と、21₉～21₁₆の群とに分け、可変減衰器の制御をこれら両群に対し交互に行う。

【0045】このように制御する可変減衰器21iの群の変更を、全チャネル系統の可変減衰器21iについてなるべく一様になるようにするには例えば図29に示すようにすればよい。まず、制御するべき可変減衰器の数mを計算する。(S24)これは変調波数をnとし、包絡線電力レベルをマルチキャリア信号の全平均電力のk倍

(これを L_s とおく)以下に抑えると仮定すると、式

(2) $m \geq n - \sqrt{(kn)}$ により求められる。次に可変減衰器を制御する条件を満たしたか、つまり図6AのステップS₂の条件、図7のステップS₁₃の条件、図8のステップS₂₂の条件の何れかを満たしたかが調べられ

(S25)、この条件を満たすと、乱数発生手段を用いて1からnのうちの相異なるm個の整数 r_1, r_2, \dots, r_m を決定する(S26)。ここで使用する乱数としては例えば、どの整数も選ばれるのが同様に確からしいという意味で一様乱数がある。一様乱数を用いれば、どの可変

減衰器21iも一様に選択される。また、一様乱数を用いて他の統計分布、例えば、指数分布や正規分布などの特定の分布を持つ乱数を発生させる方法は周知の事実

(例えば、W.H.Press, B.P. Flannery, S.A. Teukolsky and W.T. Vetterling, Numerical Recipes in C. Cambridge, New York, 1990, Chapter 7 参照)であるので、一様乱数以外の乱数を用いることもできる。要は、可変減衰器21iをランダムに選ぶという目的が達成されるならば、どの乱数を用いてもよい。

【0046】つぎに、この決定された整数 r_1, r_2, \dots, r_m を添字にもつ可変減衰器21i ($i=r_1, r_2, \dots, r_m$)の減衰量を所定時間(ΔT)だけ ∞ [dB]に設定する(S27)。減衰量を ∞ にしてから ΔT 経過後とすると(S4, S5)制御した可変減衰器21i ($i=r_1, r_2, \dots, r_m$)の減衰量を0 [dB]に戻すとともに、包絡線電力レベルLを監視するステップ(S25)に戻る(S28)。

【0047】この手法では、制御対象となる可変減衰器はマルチキャリアの包絡線電力レベルが減衰制御条件を満たすごとに乱数により決定される。つまり制御されるm個の可変減衰器の群が変更される。例えばn=16, k=5の場合、 $m \geq 8$ であるが、ここでは $m=8$ とする。このとき、乱数により選ばれる整数は1から16までのうちの8個が選ばれる。たとえば、乱数により選ばれた相異なる8個の整数が、1, 3, 4, 6, 8, 10, 12, 15であるとする、制御対象となる可変減衰器は、21₁, 21₃, 21₄, 21₆, 21₈, 21₁₀, 21₁₂, および21₁₅となる。この場合も可変減衰器に対する制御が所定回数になるごとに乱数発生により減衰制御の可変減衰器の群を変更してもよい。

【0048】以上のように全チャネル(入力系統)の変調信号に対して同一の減衰を与えることなく、一部チャネルの変調信号に対しては減衰制御を全く行わなくてもよいことから、全チャネルを複数の群に分け、マルチキャリア信号のPEPが所定値を超えると、これら分けた群ごとに互いに異なる減衰を与えてもよい。例えば2群に分ける時はこれら2つの群間において、減衰量を3～5 dB程度差を付けて、誤り率に対する要求が強い変調信号に対しては減衰量を小さくする。極端な場合は各チャネル(入力系統)ごとに減衰量を異ならしてもよい。また必要に応じて何れのチャネルの変調信号に対して大きな減衰を与えるかの変更をすることができるためなどから図5、図9、図10、図11、図12において、各チャネルごとに可変減衰器21₁～21_nが設けられ、かつこれら可変減衰器21₁～21_nに対して制御手段24で各別に制御可能とされている。

【0049】上述においてはマルチキャリア信号、つまり電力合成手段16の出力合成信号の包絡線電力レベル(PEP)をレベル検出手段23で検出し、その検出レベルLがしきい値 L_s を超えるかを調べたが、図14に

図5、図9、図10、図11、図12と対応する部分に同一符号を付けて示すように方向性結合器22の出力をレベル検出手段23へ供給するのみならず、平均電力検出手段45へ供給し、マルチキャリア信号の平均電力 P_a も検出し、制御手段24でレベル検出手段23での検出PEP、つまり L と平均電力 P_a との比 L/P_a を求め、この L/P_a が所定値 A を超えたか否かを判定して、超えた場合は可変減衰器21₁～21_n又は1個の可変減衰器21、あるいは一部の可変減衰器21₁～21_nに所定の減衰量を所定時間 ΔT だけ与えるようにしてもよい。この場合図7に示したように、 L/P_a が A を超えることを連続して所定回数 M_0 を超えると可変減衰器を制御するようにしたり、あるいは図8に示したように L/P_a が A を所定時間 T_0 以上連続して超えると可変減衰器を制御するようにしてもよい。また図14中から可変減衰器21₁～21_nを除去し、点線で示すように電力合成手段16の出力側に可変減衰器21を設けてもよい。

【0050】次にFSK変調信号のマルチキャリア信号の合成に適用したこの第1、第2発明の実施例を説明する前に、FSK変調信号のマルチキャリア信号合成に特有の部分について各種の説明をする。図15は $m=2$ とした場合の例であり、図2及び3と対応する部分には同一の符号を付してある。 $m>2$ の場合、 m 値FSK変調器5 i 中の発振器の個数が m になる以外は $m=2$ の場合と同様である。この例では、1つの基準周波数発振手段8が設けられ、また、 n 個($n \geq 2$)の m 値FSK変調器5 i ($i=1, 2, \dots, n$)と電力合成手段6の各チャネルの入力端子との間に可変移相手段47 i がそれぞれ挿入される。基準周波数発振手段8からの基準周波数信号CLKは、各 m 値FSK変調器5 i を構成する発振器2 i 及び3 i に供給され、各発振器2 i 及び3 i の発振周波数は基準周波数信号CLKに同期するため、その出力信号の初期位相は同一となせる。これら同一初期位相とされた各 m 値FSK変調器5 i の出力信号の位相は、各可変移相手段47 i で調整される。入力端子1 i から入力される入力信号 S_i は、この実施例では分岐手段44 i で2分岐され、各々 m 値FSK変調器5 i と制御手段48の制御入力端子49 i に入力される。制御手段48は、 m 値FSK変調器5 i の出力の周波数が増加するタイミングと同期して、入力信号 $S_1 \sim S_n$ の符号組み合わせ、すなわち n 個の m 値FSK変調器5 i の出力(発振器2 i 及び3 i のいずれかの出力)の n 個の周波数の組み合わせに応じて、各可変移相手段47 i の移相量の設定、調整を行う。当然のことであるが、入力信号 $S_1 \sim S_n$ の符号(シンボル)は互いに同期している。

【0051】各可変移相手段47 i は、サーキュレータ、可変遅延線路、またはバクタイオード等で構成できる周知の部品であり(宮内、山本:「通信用マイク

ロ波回路」、314～321頁、電子通信学会、昭和56年参照)、市販の製品も使用可能である。なお、この可変移相手段47 i により m 値FSK変調器5 i の出力信号の位相が調整される。制御手段48は、基本回路としてのA/D変換器、マイクロプロセッサ、ROM、RAM、D/A変換器、フィルタ等から構成され、制御入力端子49 i ($i=1 \sim n$)に入力される入力信号の符号組み合わせに応じて、各可変移相手段47 i ($i=1 \sim n$)の移相量を予め定められた移相量に調整する制御信号 V_i を制御出力端子50 i より出力する。以下制御手段48の動作について説明する。

【0052】 m 値FSK変調器5 i では、各入力信号 S_i の符号に従って予め設定された周波数の発振器の出力を選択する。図16A、Bは m 値FSK変調器5 i の入力信号 S_i 及び出力周波数の状態例を示す図である。ここでは $m=2$ の場合について示しているが、 $m>2$ についても基本原理は同様である。このように、信号切り換え手段4 i は、入力信号 S_i の符号に従い発振周波数を $f_i - \delta f$ [Hz]及び $f_i + \delta f$ [Hz]のいずれかに切り換える。ここで、発振周波数を切り換える時間以外は m 値FSK信号は単なるトーン信号であり、多重化されたFSK信号は n 波のマルチトーン信号(多周波信号、MF信号とも言う)と言える。 n 波マルチトーン信号の包絡線電力尖頭値(PEP)は、各トーンの初期位相の組み合わせにより広範囲に変化する。 n 波の各トーンの初期位相を適切な位相に調整することにより、PEPを低減することができる(橋樑、野島:「初期位相設定法による多周波信号ピークファクタの抑圧効果」、90年信学春季全大B-388参照)。

【0053】制御手段48は、 n 個の m 値FSK変調器5 i に入力される入力信号の符号組み合わせにより決まる発振周波数の組み合わせに応じて、合成信号のPEPが包絡線の平均電力レベルに比較してあまり大きくならず、例えば数倍程度となるような初期位相を可変移相手段47 i の移相量として設定する。ここで m 値FSK信号の多重度が n である場合、符号の組み合わせ数は m^n となる。制御手段48は、全ての符号組み合わせについて予め計算された移相量を格納した記憶素子46を備えておき、その記憶素子46から、 m 値FSK変調器5 i の発振周波数の変化するタイミング、言い換えると各チャネルの n 個の周波数の組み合わせが変化する切り換えタイミングに、各制御入力端子49 i ($i=1 \sim n$)の入力信号の符号組み合わせに対応する移相量を読み出し、その値に可変移相手段47 i の移相量を調整する制御信号を制御出力端子50 i より送出する。つまり m 値FSK変調器5 i の出力FSK信号の周波数切換えと同期して可変移相手段47 i の移相量を調整する。可変移相手段47 i として、例えば電圧制御移相器を用いる場合には、D/Aコンバータを用いて制御出力端子50 i に制御電圧を与える。図16Cに、可変移相手段47 i

の移相量の設定値の変化例を示す。

【0054】以上の手順により、多重化されたFSK変調信号のPEPが大幅に増大するのを防ぐことができる。以上で説明した制御動作は、制御手段48の制御入力端子49iに入力される信号の符号組み合わせに応じて、可変移相手段47iの移相量を予め定められた移相量に設定するものであるが、これに対し、制御手段48が逐次移相量を計算し、その計算値に各可変移相手段47iの移相量を設定してもよい。この場合、制御手段48は制御入力端子49i ($i=1\sim n$)に入力する信号の符号組み合わせに応じてマイクロプロセッサ等により逐次移相量を計算し、制御出力端子50iより可変移相手段47iに制御信号を送出する。

【0055】可変移相手段47iの移相量を逐次計算するには例えば次のようにすればよい。即ちn個のm値FSK変調手段5iに対して、入力信号の符号に応じて設定される周波数を f_i ($i=1, \dots, n$)とすると、n個のm値FSK変調手段5iの出力FSK信号が多重化された信号の複素包絡線信号 $u(t)$ は次式で表される。

$$【0056】u(t) = \sum_{i=1}^n a \exp[j(2\pi f_i t + \theta_i)]$$

ここで、 a は各FSK信号の振幅、 θ_i はi番目のFSK変調信号の初期位相である。ここで、初期位相の組み合わせ $\{\theta_i\}$ で決まる、多重化信号一周期Tにおける最大値を $A(\theta_1, \dots, \theta_n)$ とする。

$$A(\theta_1, \dots, \theta_n) = \max |u(t)|, t \in [0, T]$$

多重化信号の包絡線電力尖頭値PEPは、 $A(\theta_1, \dots, \theta_n)$ の2乗に比例するため、多重化信号のPEPを低減するには、 $A(\theta_1, \dots, \theta_n)$ を低減する初期位相の組み合わせ $\{\theta'_i\}$ を計算で求め、それに応じた移相量 $\{\theta'_i\}$ を各FSK変調信号に関して可変移相手段47iに設定すればよい。

【0057】 $A(\theta_1, \dots, \theta_n)$ を低減する初期位相の組み合わせ $\{\theta'_i\}$ の計算方法の例を、図30のフローチャートを用いて説明する。予め決めた複数(M_0 通り)の異なる初期位相組み合わせ $\{\theta_i\}$ について $A(\theta_1, \dots, \theta_n)$ を計算し、そのうち $A(\theta_1, \dots, \theta_n)$ を低減する位相組み合わせを $\{\theta'_i\}$ として出力する。ここで M_0 通りの初期位相組み合わせ $\{\theta_i\}$ は、例えば各FSK変調信号の初期位相 θ_i ($i=1, \dots, n$)について、最小位相ステップ($\Delta\theta$)で各々の位相を変化させることにより生成する。 $\Delta\theta = 2\pi/K$ (K は2以上の整数)とすると、全ての位相組み合わせを考慮する場合は、 $M_0 = K^n$ である。

【0058】図30において、まず入力信号(符号)に応じて各m値FSK変調手段5iの出力するFSK信号の周波数 f_i を設定し(S_1)、計算回数を表す変数Mを0に、また、計算された $A(\theta_1, \dots, \theta_n)$ のうち

での最小値を格納する変数 A_{min} を $n_a(A(\theta_1, \dots, \theta_n))$ の最大値)に初期設定する(S_2)。 M_0 通りの $\{\theta_i\}$ について予め決めた順で1つの $\{\theta_i\}$ を設定し(S_3)、その $\{\theta_i\}$ について最大値 $A(\theta_1, \dots, \theta_n)$ を計算し(S_4)、その $A(\theta_1, \dots, \theta_n)$ が予め決めた所定値 A_{th} より小さいかを判定し(S_5)、小さければその時の $\{\theta_i\}$ を $A(\theta_1, \dots, \theta_n)$ を低減する $\{\theta'_i\}$ の組み合わせとして(S_6)、これを各可変移相手段17iに設定する(S_7)。

【0059】ステップ S_5 で $A(\theta_1, \dots, \theta_n)$ が A_{th} より小さくなければ、 $A(\theta_1, \dots, \theta_n)$ が A_{min} より小さいかを判定し(S_8)、小さければその $A(\theta_1, \dots, \theta_n)$ を A_{min} に更新し、かつその時の $\{\theta_i\}$ を $\{\theta'_i\}$ とし(S_9)、 $-M$ を+1する(S_{10})。ステップ S_8 で $A(\theta_1, \dots, \theta_n)$ が A_{min} より小さくなければステップ S_{10} に移る。 M を+1した後、その M が M_0 となったかを判定し(S_{11})、 M_0 になっていなければステップ S_3 に戻り次の $\{\theta_i\}$ を用いて同様の計算及び処理を行う。ステップ S_{11} で $M=M_0$ であればその時の $\{\theta'_i\}$ を各可変位相手段17iに設定して終了する(S_7)。

【0060】上述においてステップ S_5 、 S_6 を省略してもよい。この場合は、予め決めた M_0 通りの異なる初期位相組み合わせ $\{\theta_i\}$ のうちで、最小の $A(\theta_1, \dots, \theta_n)$ を与える位相組み合わせを $\{\theta'_i\}$ とし、可変移相手段47iの移相量を設定する。要は多重化信号のピーク値が許容値、例えば多重化信号平均電力の4~5倍以下であればよいから、入力符号の組み合わせに対して多重化信号のピークが最小となる初期位相組み合わせ $\{\theta'_i\}$ を必ずしも求めなくてもよく、ステップ S_5 の A_{th} を前記許容値としておくことにより計算量を少なくすることができる。このような点から、 θ_i を $[0, 2\pi)$ において最小位相ステップ $\Delta\theta = 2\pi/K$ で変化させることにより生成される全ての位相組み合わせについて $A(\theta_1, \dots, \theta_n)$ を計算するのではなく、ステップ S_3 で、 θ_i を $[0, 2\pi)$ に一樣に分布するランダム値として各々($i=1, \dots, n$)を設定し、 M_0 を K^n より小さい数として計算回数を減らすこともできることが理解できよう。

【0061】図15中のm値FSK変調器5iとして図3中に示したPLL周波数シンセサイザを用いて構成したものを使用した例を図17に図3、図15と対応する部分に同一符号を付けて示す。図15中のm値FSK変調器5i及び可変移相手段47iをダイレクトデジタル周波数シンセサイザ(DDS)51iで構成した例を図18に示す。DDS51iの基本構成の一例を図19に示す。DDS51iは分岐手段44iから入力される入力信号Siがデータ変換手段52iで発振周波数データ値に変換され、データ変換手段52iよりの発振周波

数データ値が周波数レジスタ53iに格納され、この周波数レジスタ53iの発振周波数データ値は累算器55iで累積加算され、その累積加算値は位相レジスタ54iの初期位相データ値と加算器56iで加算されその加算データ値をアドレスとして波形ROM57iが読出され、その読出されたデータはA/Dコンバータ58iでアナログ信号に変換されて出力される。DDS51iには基準周波数信号CLKが与えられ、この信号CLKにより累算器55iの加算動作、波形ROM57iの読出し動作などが行われ入力信号Siに従って発振周波数データ値の切り換えがなされて出力されるFSK信号の周波数が設定され、制御信号Viに応じたデータが位相レジスタ54iに設定され、DDS51iより出力されるFSK変調信号の位相が設定される。図18中のその他は図15と同様である。

【0062】図20に示すように各分岐手段44iとDDS51i（又はm値FSK変調器5i）との間に遅延手段59iを直列に挿入し、入力信号SiのDDS51i（あるいはm値FSK変調器5i）に対する入力が制御手段48に対する入力に比較して遅延させ、比較的低速かつ廉価な、可変移相手段47i及び制御手段48を用いることもできる。

【0063】図21に示すように電力合成手段6の出力側に周波数変換手段63が設けられ、この周波数変換手段63によって、電力合成手段6よりの多重化信号をより高い高周波信号帯に変換出力してもよい。ここで周波数変換手段63は、局部発振器60と、局部発振器60の出力信号と電力合成手段6の出力信号を乗算するミキサ61と、ミキサ61の出力側に設けられ、乗算により生ずる不要な周波数帯の信号を除去する帯域通過ろ波手段62から構成される。

【0064】図22に示すように各DDS51iの出力経路に周波数変換手段67iが設けられ、DDS51₁～51_nの出力は互いに異なる周波数帯の高周波信号とされて電力合成手段6へ供給される。この場合には、各チャンネルのDDS51iまたはm値FSK変調器5iの出力の中心周波数（キャリアの周波数）を比較的低い同一の値に設定できるので、可変移相手段も含めて、これらの回路の設計が容易となり、かつ安価な部品を使用することができる。周波数変換手段67iにおいて、基準周波数発振手段8での出力を基準周波数信号とする周波数シンセサイザ64iの出力信号がDDS51iの出力信号とミキサ65iで乗算され、その乗算により生ずる不要な周波数帯の信号帯域通過ろ波手段66iで除去されて電力合成手段6へ供給される。

【0065】図23は各DDS51iの出力側に、その出力FSK変調信号を通す帯域通過ろ波手段68iを設け、これら帯域通過ろ波手段68iの出力を電力合成手段6により合成する場合を示す。上述のようにm値FSK変調器を、複数の発振手段を信号切り換え手段により

切り換える方法（図15）では、通常は発振周波数を切り換える際に位相が不連続になる。またPLL周波数シンセサイザを用いる方法（図17）においても、可変移相手段47iにより急峻な移相を行った場合には、同様の位相の不連続が生ずる。このことは、出力されるFSK変調信号のスペクトルが広がる原因となる。帯域通過ろ波手段68iは、前記スペクトルの広がりを抑圧するのに利用される。このように各チャンネルについてスペクトルの広がりを抑圧して電力合成した出力を図21に示すように変換手段63で高周波帯に変換してもよい。つまり図21と図23を組み合わせた構成とするとよい。

【0066】図24に示すように図22において各DDS51iと周波数変換手段67iとの間に低域ろ波手段69iを挿入してもよい。低域ろ波手段69iにより、図23における帯域通過ろ波手段68iと同様にスペクトルの広がりを抑圧する作用をさせる。また、図21において、電力合成手段6の入力側に低域通過ろ波手段69iを挿入しても、同様の効果が得られる。

【0067】図25に示すように図17中の制御手段48に制御信号処理手段70を設け、制御信号処理手段70により、出力されるFSK変調信号のスペクトルの広がりを抑圧するように、可変移相手段47iの移相量を設定する制御信号に対して信号処理を施し、制御出力端子50iに出力する。即ち、可変移相手段47iとして例えば電圧制御移相器を用いる場合には、各制御入力端子49iに入力される信号の符号組み合わせに応じて読み出された移相量データをD/Aコンバータでアナログ電圧に変換し、そのアナログ電圧を、可変移相手段47iの移相量がステップ的に変化しないように低域通過ろ波処理して制御出力端子50iに与える。図16Dに、制御電圧をろ波処理をしない例（図16C）と対応させ、FSK変調信号のスペクトルが広がらないように移相量制御信号Viを処理した場合の移相量の設定値の変化を示す。また、DDS51iを用いてFSK信号多重化装置を構成した場合、制御出力端子50iから位相レジスタ54i（図19）に与えるデータを制御信号処理手段70により処理することにより、DDS51iより出力されるFSK信号の位相を連続させることも可能である。なお、前記制御信号処理手段70は、制御手段48の中に構成しても、その外部に構成しても同様の効果が得られる。

【0068】上述において可変移相手段47iを用いる場合、可変移相手段47iの挿入位置は一例であり、各FSK変調信号の位相を調整できれば、どの位置に挿入されても同様の効果が得られる。図26に、基準周波数発振手段8の出力する基準周波数信号が、各m値FSK変調器5iに入力される各経路に可変移相手段47iを設けた実施例を示す。その他は図25と同じである。この場合も、m値FSK変調器5iの出力信号は基準周波数発振手段8の基準信号CLKに同期するので、可変移

相手段47iの移相量を調整することにより各FSK変調信号の位相を調整することが可能である。

【0069】なお、上述においてDDS51iで示されている部分は、図15または図17に示されるようなm値FSK変調器5iと可変移相手段47iとで置換してもよい。図15～図26に示したように多重化FSK信号の包絡線電力ピークが、前述のように各チャンネルの移相を入力信号符号の組合せに応じて制御して著しく大きくなるのを避けるようにしたが、この構成と、図5乃至図12で説明した減衰を与えることによる包絡線電力のピークを抑圧する構成とを組合せて用いることもできる。その原理的構成を図27及び図28に示し、これらの図において図5乃至図26と対応する部分に同一符号を付けてある。図27は多重化FSK信号に第1発明を適用した実施例であり、m値FSK変調器5₁～5_nの出力側にそれぞれ直列に可変減衰手段21₁～21_nを挿入され、電力合成手段6の出力の包絡線電力レベルをレベル検出手段23で検出している可変減衰手段21₁～21_nに対する制御と可変移相手段47₁～49_nに対する制御とを共通の制御手段81で行わせている。図28は多重化FSK信号に第2発明を適用した実施例であって電力合成手段6（又は16）の出力側に可変減衰手段21を直列に接続し、また電力合成手段6の出力多重化信号の包絡線電力レベルをレベル検出手段23で検出し、制御手段81で可変減衰手段21と可変移相手段47₁～49_nを制御するようにしている。図27、28において上述したようにm値FSK変調器5iと可変移相手段47iとをDDSiで構成し、電力合成手段6の入力側又は出力側で高周波信号に変換してもよく、その他図15～図26で説明したことを図27及び図28にそれぞれ適用できる。

【0070】

【発明の効果】以上述べたように第1乃至第6発明によれば多重化信号の包絡線電力レベルの大きなピークを抑圧することができる。このピーク検出を入力系統の変調信号又は多重化信号に対して減衰を与えて行っているため各チャンネルごとにかつその都度異なる移相量を制御する場合と比較して確実な抑圧ができる。しかも所定時間だけ減衰するため、つまり瞬時ピークの幅程度のみ減衰するため変調信号に含まれる情報が受ける歪は瞬時的であって、大きな影響を受けない。

【0071】また所定レベルを超える連続回数、又は所定レベルを超える連続時間が所定値に達する時のみ減衰を与える場合は、所定レベルを超えても後段の増幅器に余り影響を与えないような状態では減衰制御がなされないことになり、それだけ変調信号に含まれる情報が受ける歪が少なくて済む。更に減衰を与える変調信号と、減衰を与えない変調信号とを設ける場合は、ピーク抑圧を行い、しかもその抑圧による影響を全く受けない変調信号（チャンネル）が存在し、誤り率に対する要求の強い

チャンネルに対し、全チャンネルを一様に減衰制御する場合より、ピーク抑圧の影響を小にすることができる。

【0072】この第1、又は第2発明をFSK変調信号に対し適用し、かつ、その入力信号の符号変化と同期して移相量を制御し、かつその移相量の制御を各入力信号の符号状態に応じて各チャンネルごとに行うことにより多重化信号のピークを十分小さくすることができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】従来の信号多重化装置を示すブロック図。

【図2】従来のFSK信号多重化装置の原理を示すブロック図。

【図3】従来のFSK信号多重化装置の具体例を示すブロック図。

【図4】FSK多重化信号の包絡線電力波形の例を示す図。

【図5】第1発明の実施例を示すブロック図。

【図6】Aは図5中の制御手段24の制御動作例、また第3発明及び実施例の処理手順を示す流れ図であり、Bはその制御動作における可変減衰器21₁～21_nの減衰動作例、また第3発明及び実施例の処理手順を示すタイムチャートである。

【図7】第1及び第2発明における制御手段24の制御動作例、また第3及び第4発明の他の実施例の処理手順を示す流れ図である。

【図8】第1及び第2発明における制御手段24の制御動作例、また第3及び第4発明の更に他の実施例の処理手順を示す流れ図である。

【図9】第2発明の実施例を示すブロック図。

【図10】第2発明の他の実施例を示すブロック図。

【図11】第1発明の他の実施例を示すブロック図。

【図12】第2発明の更に他の実施例を示すブロック図。

【図13】第1発明の更に他の実施例を示すブロック図。

【図14】第5発明（第6発明）の実施例を示すブロック図。

【図15】第7発明の一部を示すブロック図。

【図16】図15中の要部の状態図。

【図17】図15中のm値FSK変調器としてPLL周波数シンセサイザを用いた例を示すブロック図。

【図18】図15中のm値FSK変調器としてDDSを用いた例を示すブロック図。

【図19】DDSの基本構成の一例を示すブロック図。

【図20】図15中の一部の変形例を示すブロック図。

【図21】図15中の一部の変形例を示すブロック図。

【図22】図15中の一部の変形例を示すブロック図。

【図23】図15中の一部の変形例を示すブロック図。

【図24】図15中の一部の変形例を示すブロック図。

【図25】図15中の一部の変形例を示すブロック図。

【図26】図15中の一部の変形例を示すブロック図。

【図27】第1発明をFSK変調マルチキャリアに適用した実施例を示すブロック図。

【図28】第2発明をFSK変調マルチキャリアに適用した実施例を示すブロック図。

【図29】第3発明の実施例における処理手順を示す流

れ図。

【図30】FSK変調マルチキャリアに適用した第1、又は第2発明における可変移相手段47iに対する設定移相量の演算手順の例を示す流れ図。

【図1】

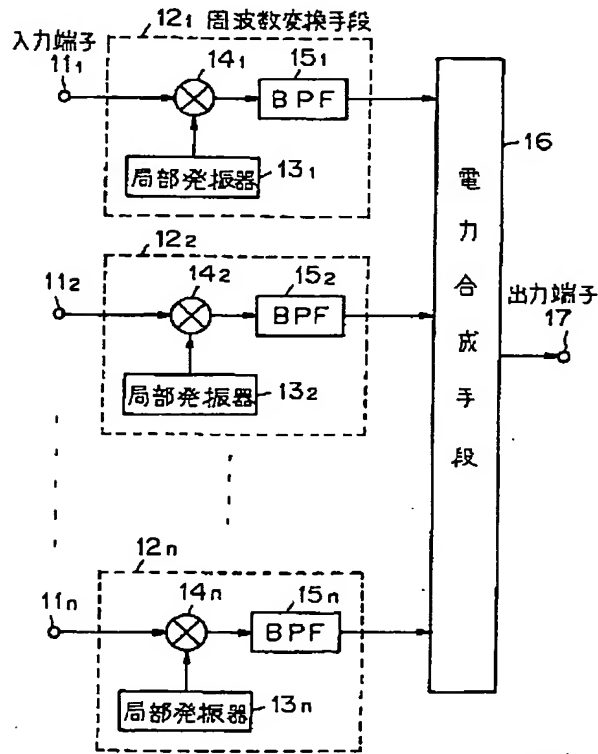


図1

【図2】

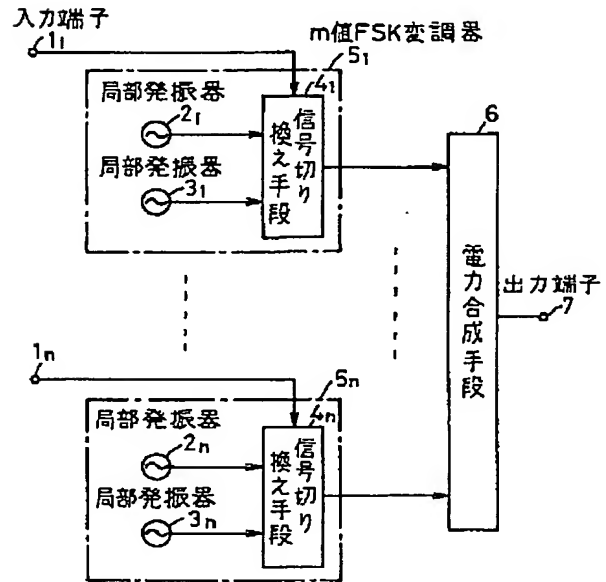


図2

【図4】

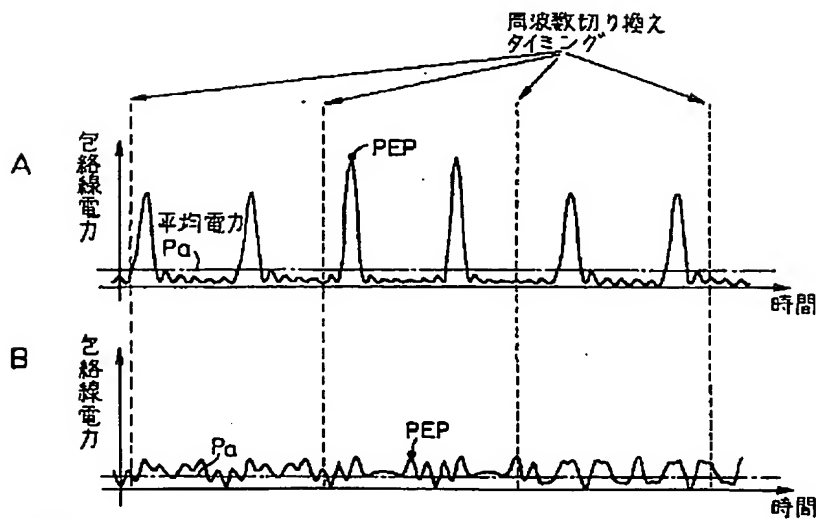


図4

【図3】

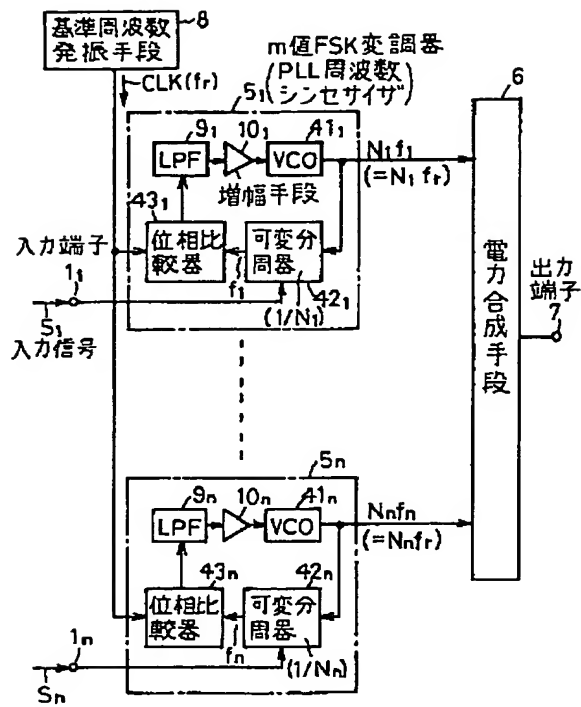


図3

【図5】

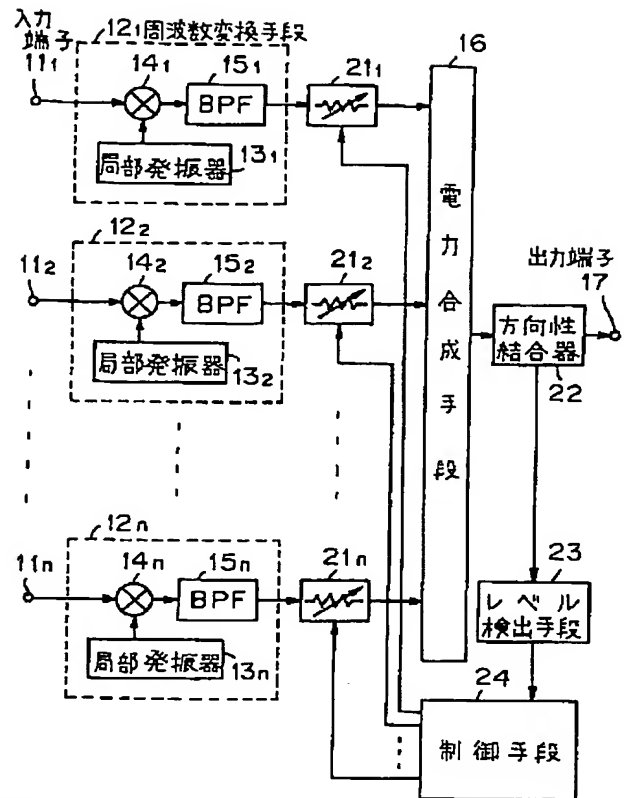


図5

【図8】

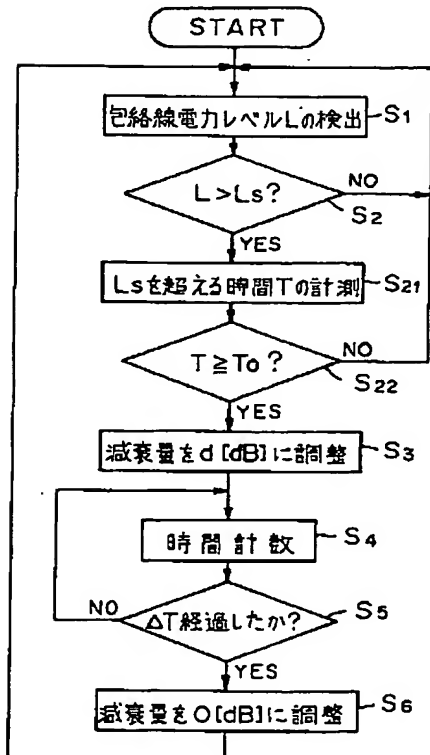


図8

【図16】

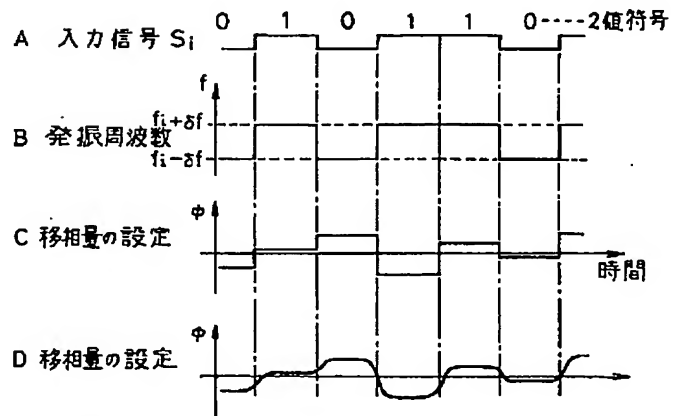
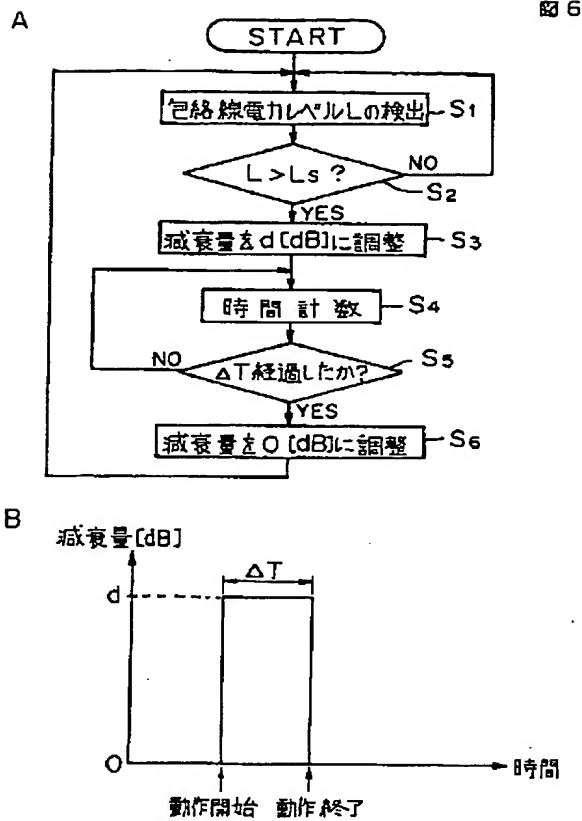
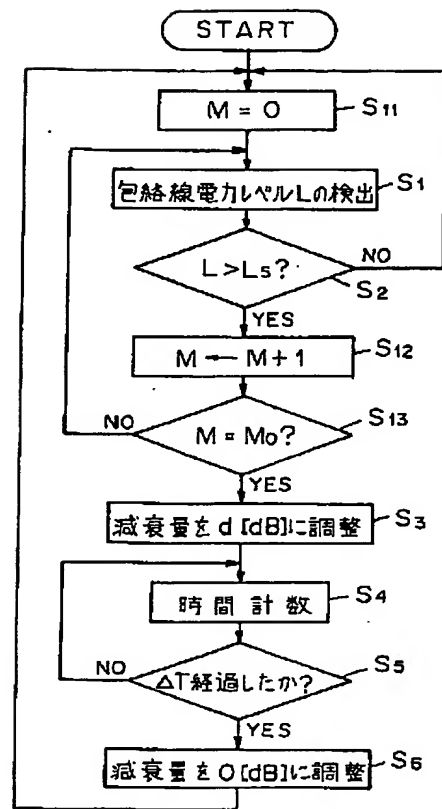


図16

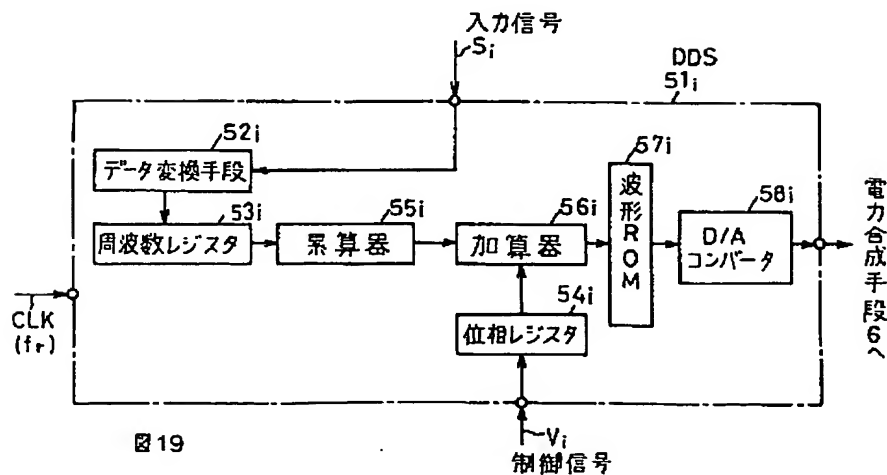
【図6】



【図7】



【図19】



【図9】

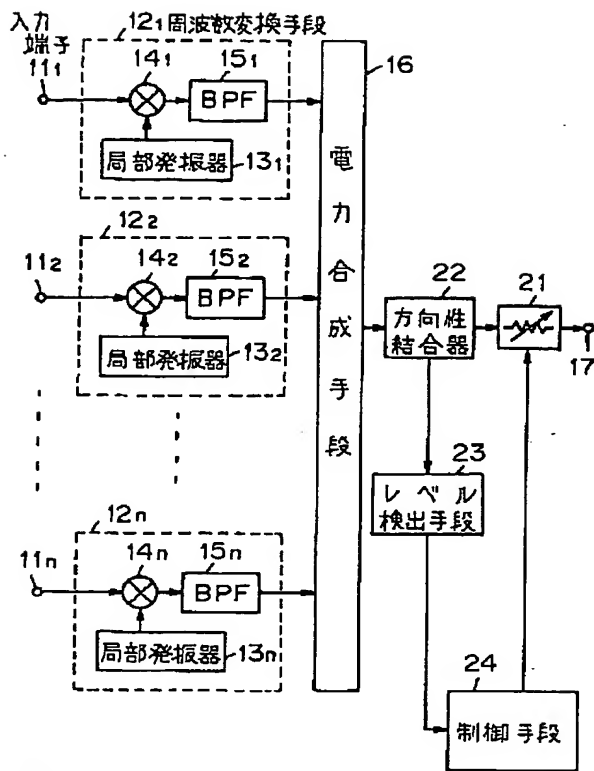


図 9

【図10】

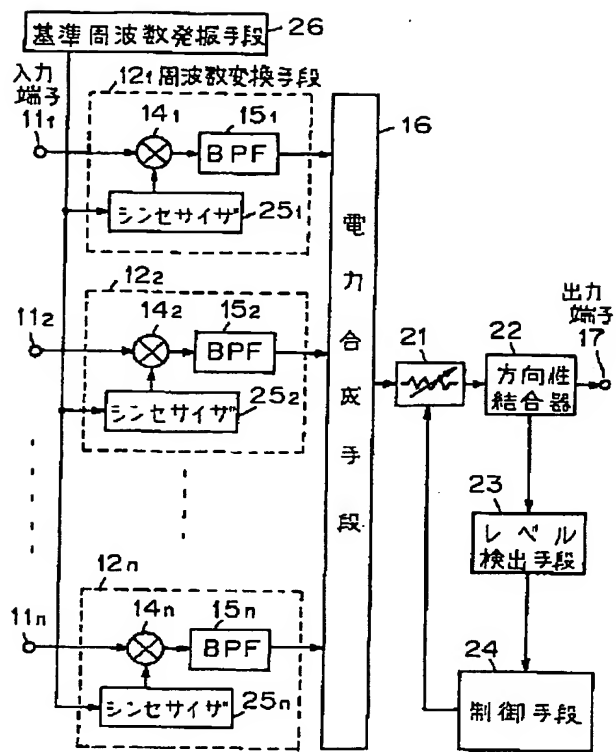


図10

【図13】

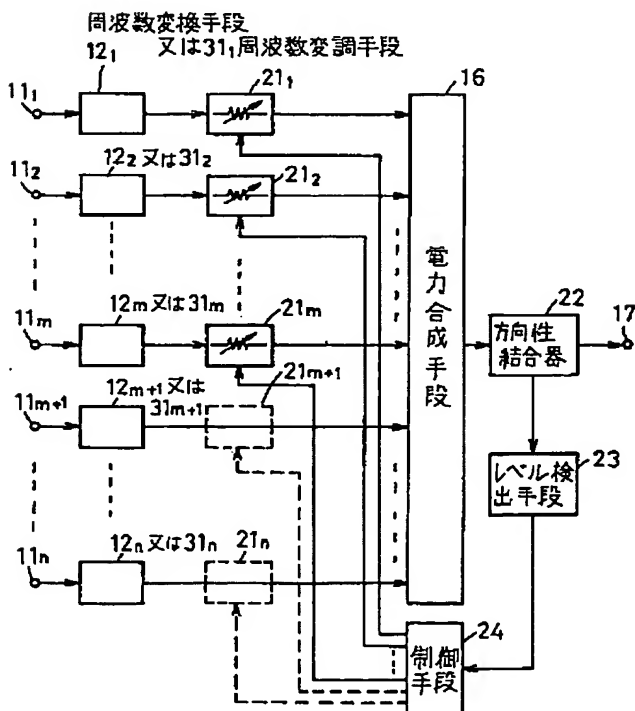


図13

【図14】

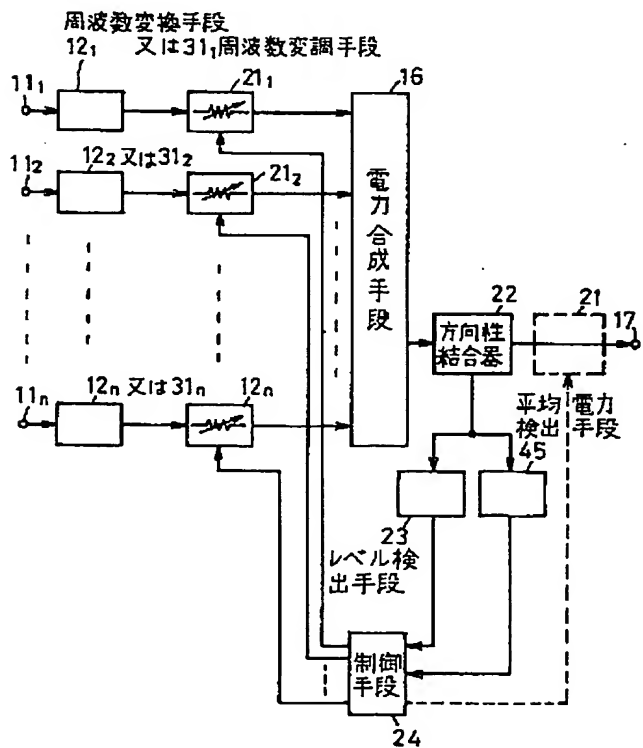


図14

【図11】

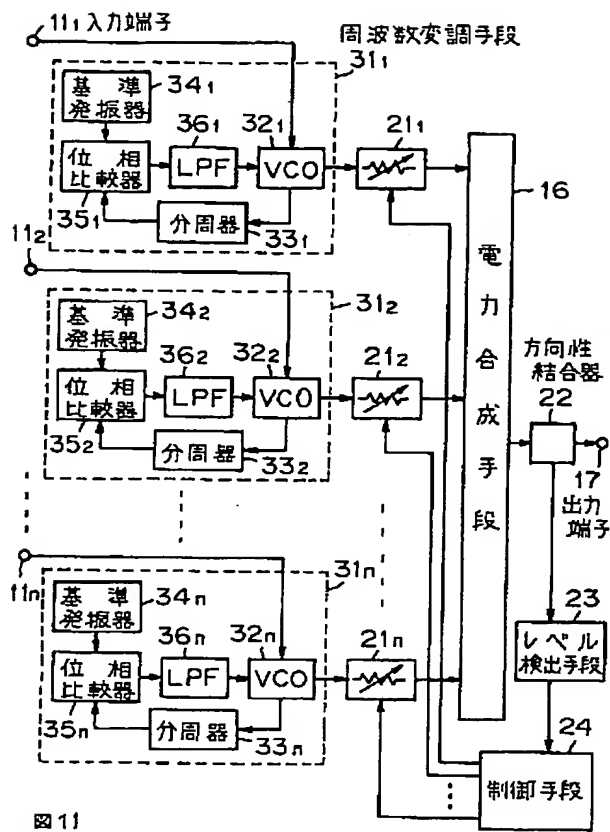


図11

【図12】

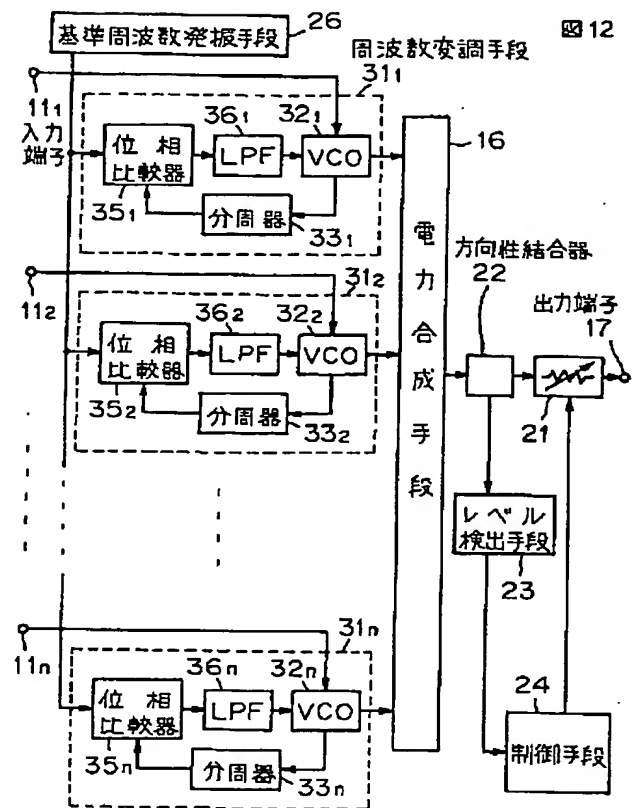


図12

【図27】

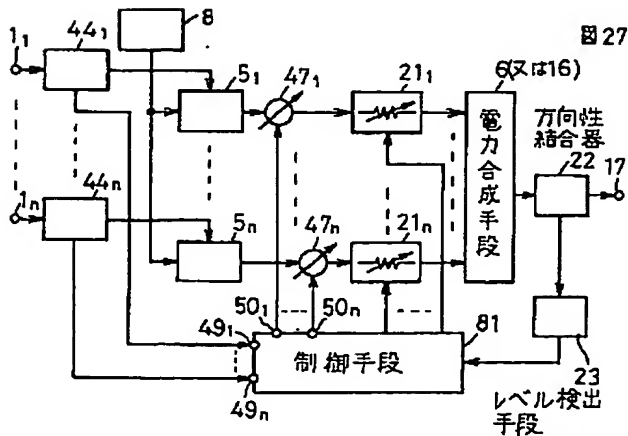


図27

【図28】

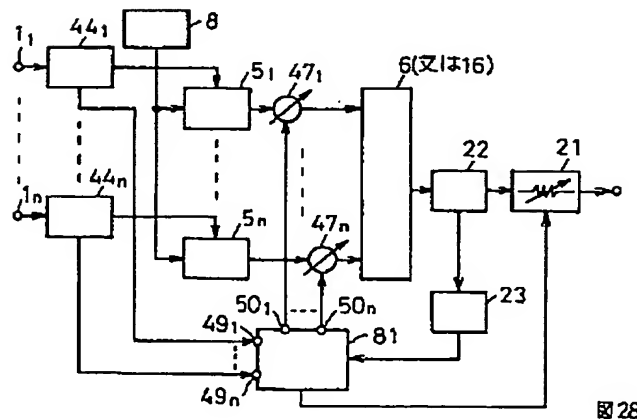


図28

【図15】

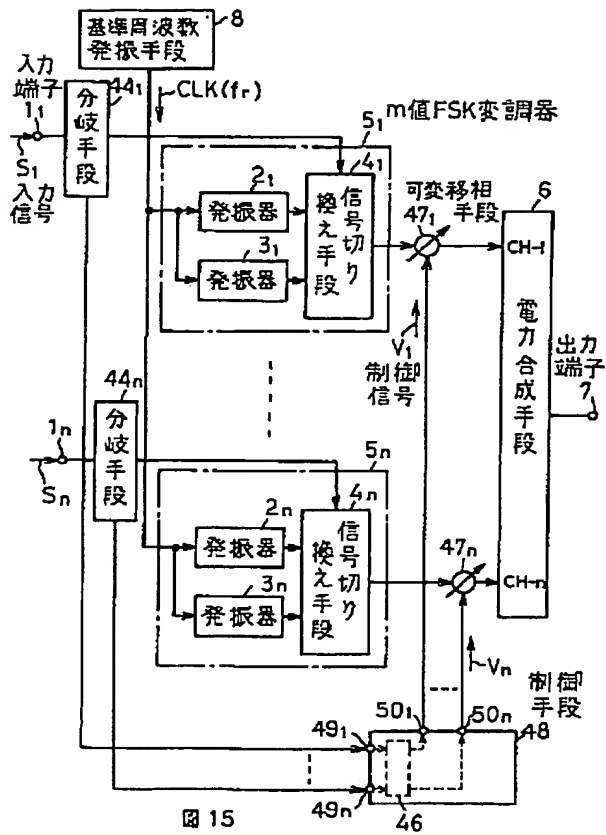


図15

【図17】

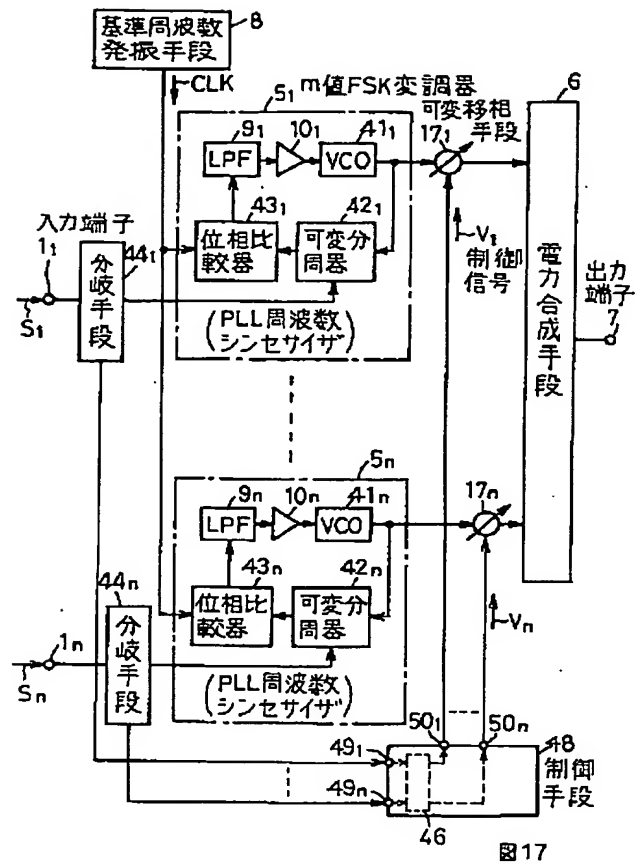


図17

【図18】

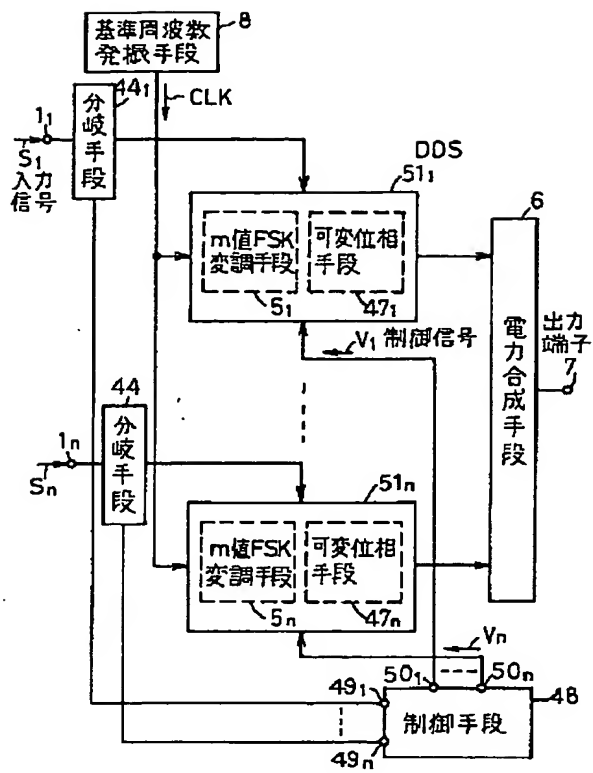


図18

【図20】

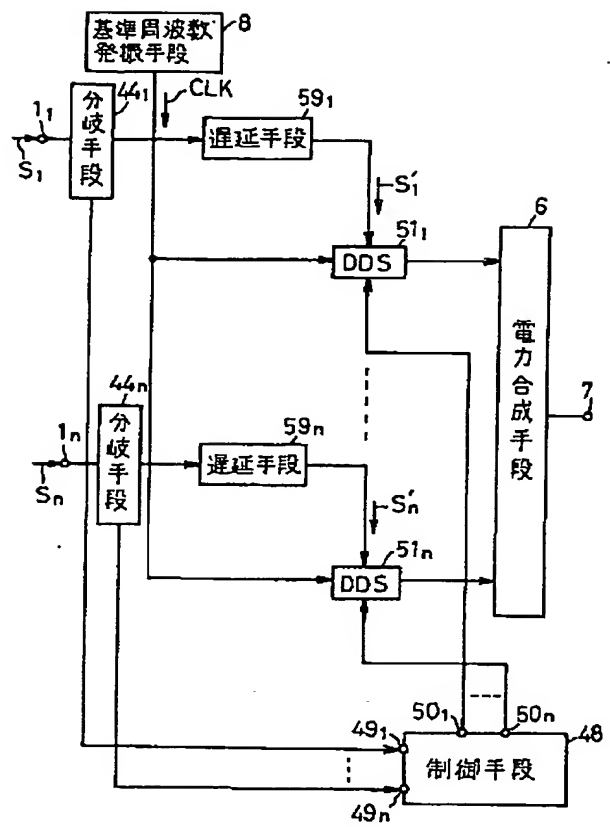


図20

【図 2 1】

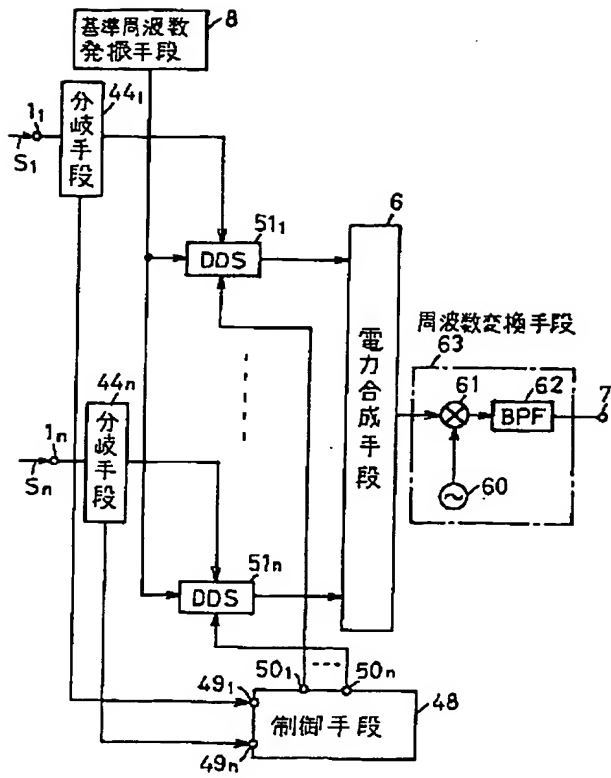


図 21

【図 2 2】

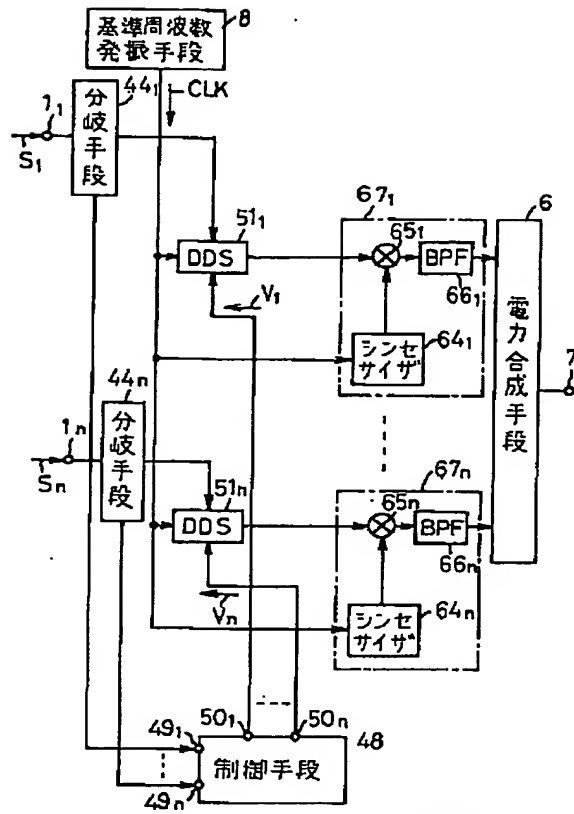


図 22

【図23】

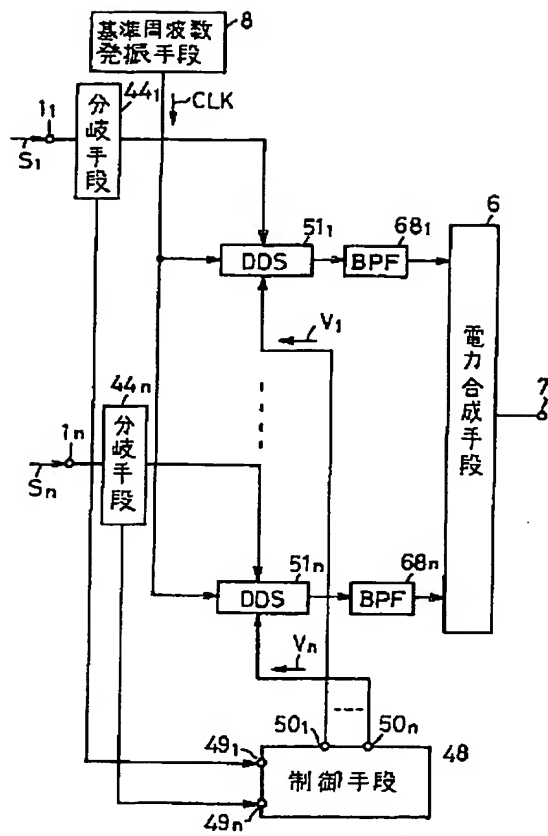


図23

【図24】

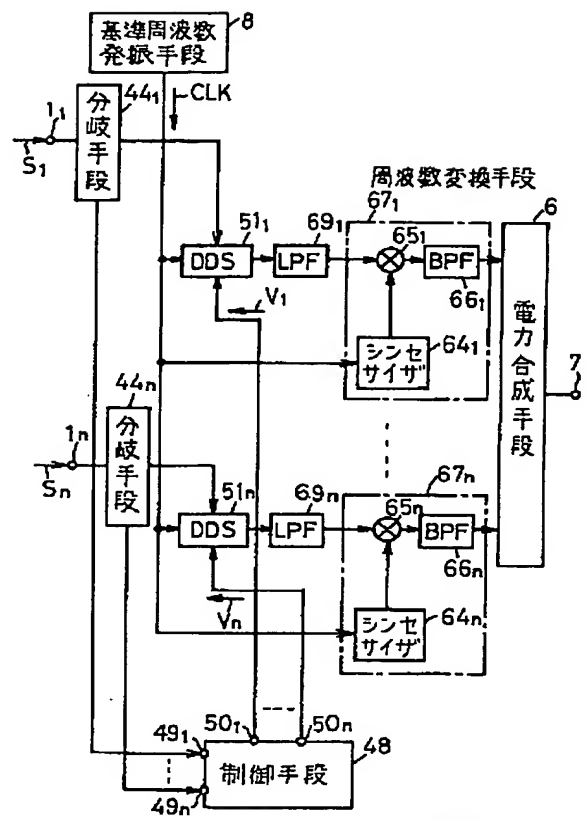


図24

【図25】

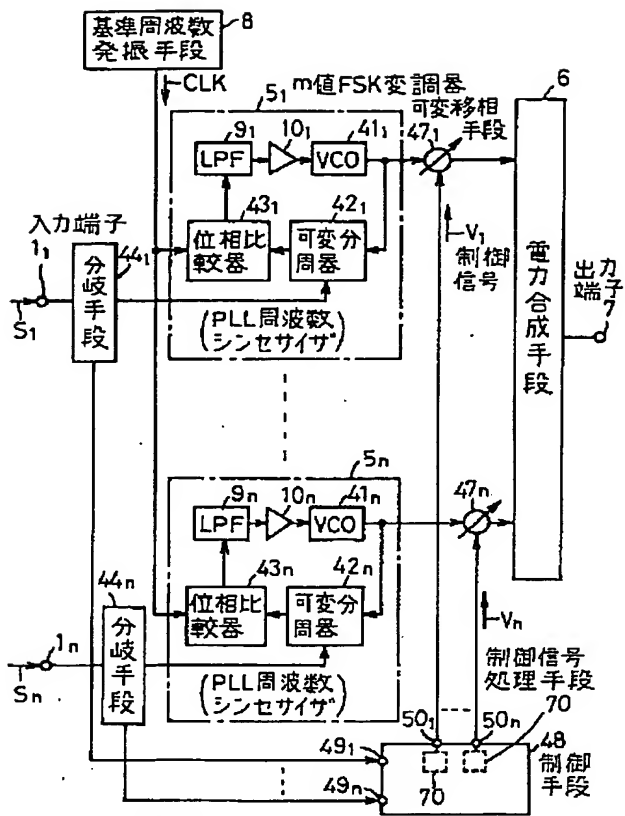


図25

【図26】

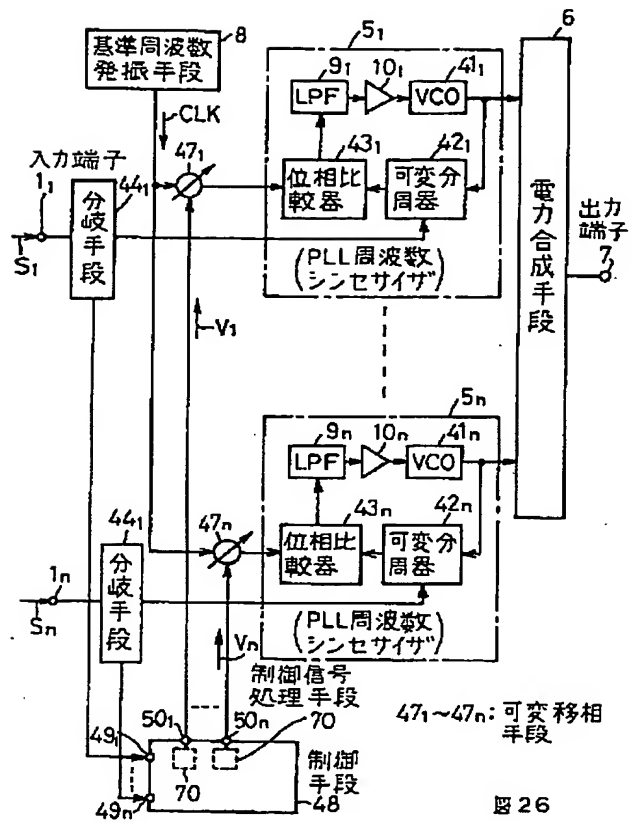
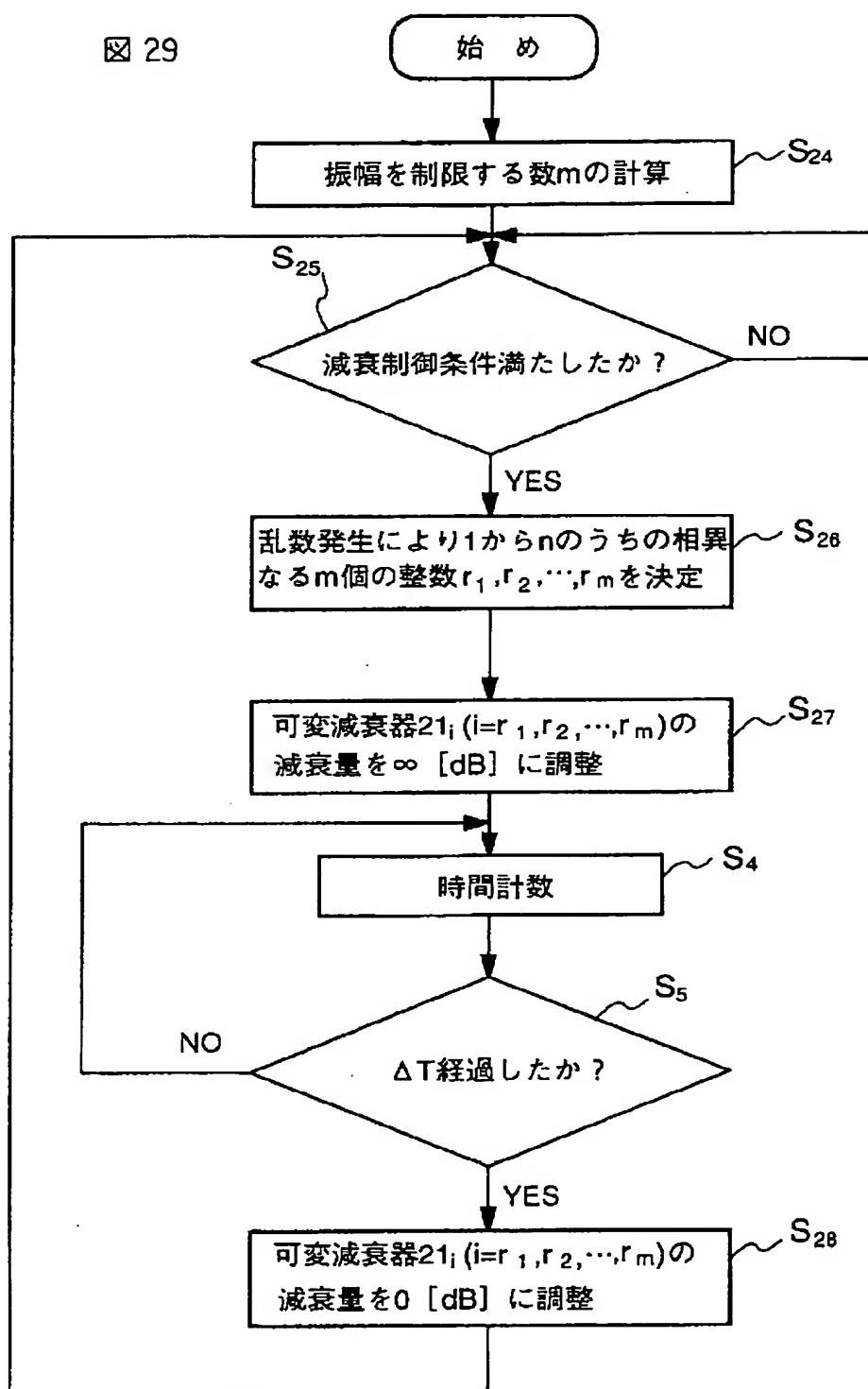


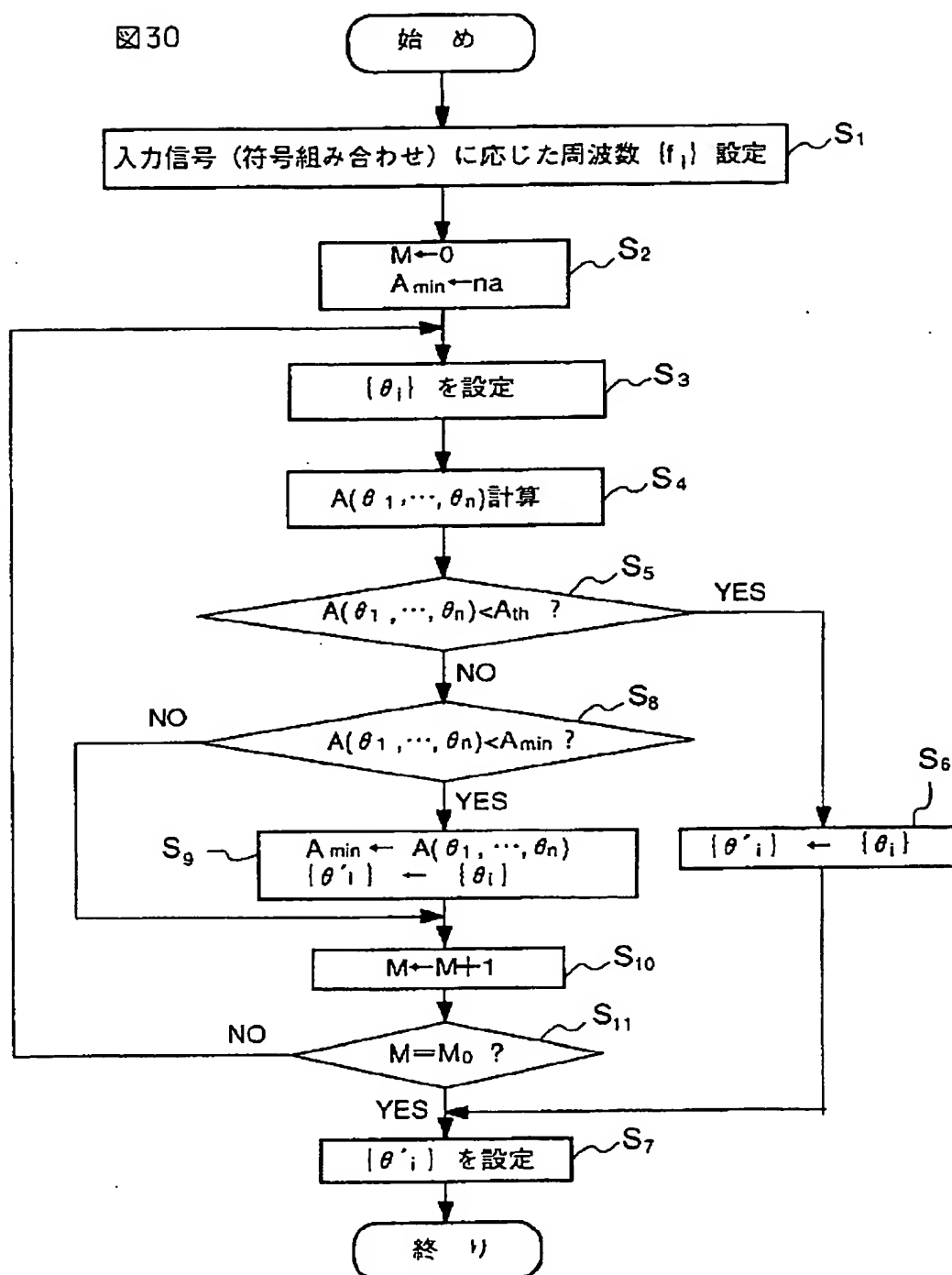
図26

【図29】

図 29



【図30】



フロントページの続き

(72)発明者 垂澤 芳明
 東京都港区虎ノ門二丁目10番1号 エヌ・
 ティ・ティ移動通信網株式会社内

**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning
Operations and is not part of the Official Record**

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- ☐ BLACK BORDERS
- ☐ IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES
- ☐ FADED TEXT OR DRAWING
- ☒ BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING
- ☐ SKEWED/SLANTED IMAGES
- ☐ COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS
- ☐ GRAY SCALE DOCUMENTS
- ☐ LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT
- ☐ REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY
- ☐ OTHER: _____

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.